

RECEIVER

Publication number: JP11252031

Publication date: 1999-09-17

Inventor: SUZUKI TOKUSHIYOU; FUJIMOTO YOSHITOSHI;
SHIBATA TSUGUYUKI

Applicant: TOYOTA CENTRAL RES & DEV

Classification:

- international: H04J11/00; H03M13/23; H04J1/00; H04L25/08;
H04L27/22; H04J11/00; H03M13/00; H04J1/00;
H04L25/08; H04L27/22; (IPC1-7): H04J1/00;
H03M13/12; H04J11/00; H04L25/08; H04L27/22

- European:

Application number: JP19980053364 19980305

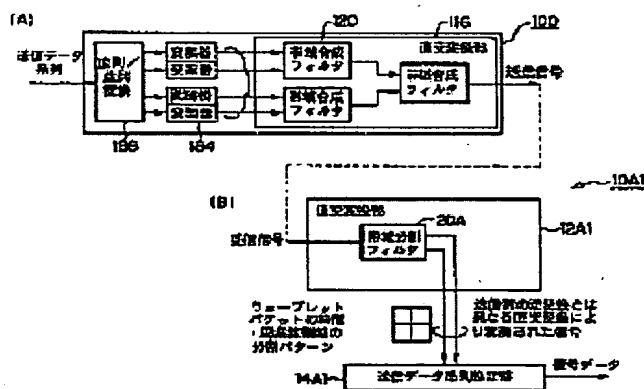
Priority number(s): JP19980053364 19980305

Report a data error here

Abstract of JP11252031

PROBLEM TO BE SOLVED: To accurately estimate a transmission data sequence without lowering the efficiency of transmitting data.

SOLUTION: A transmitter 100 transmits transmission signals for which plural data symbol sequences for indicating the respective plural transmission data sequences are multiplexed and a receiver 10A1 receives the transmission signals. An orthogonal transformation part 12A1 transforms the received transmission signals to plural signal sequences for respectively indicating the prescribed number of the transmission data sequences among the plural transmission data sequences shown by the transmission signals. A transmission data sequence estimation part 14A1 estimates the transmission data sequence shown by the transmission signals based on the respective plural signal sequences and respective predicted signal sequences predicted for the respective signal sequences.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-252031

(43) 公開日 平成11年(1999) 9月17日

(51) IntCl. ⁵	識別記号	F I	
H 0 4 J	1/00	H 0 4 J	1/00
H 0 3 M	13/12	H 0 3 M	13/12
H 0 4 J	11/00	H 0 4 J	11/00 Z
H 0 4 L	25/08	H 0 4 L	25/08 B
	27/22		27/22 Z
審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 28 頁)			

(21) 出願番号 特願平10-53364

(22) 出願日 平成10年(1998) 3月5日

(71) 出願人 000003609

株式会社豊田中央研究所

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1

(72) 発明者 鈴木 徳祥

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 藤元 美俊

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 柴田 伝幸

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

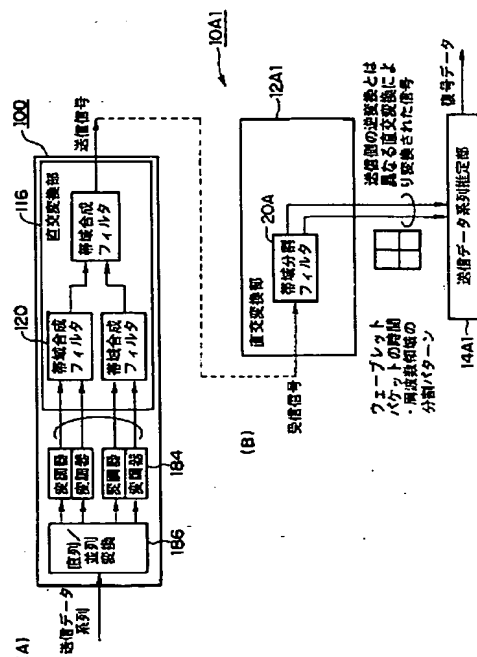
(74) 代理人 弁理士 中島 淳 (外1名)

(54) 【発明の名称】 受信機

(57) 【要約】

【課題】 データを伝送する効率を低下させることなく
精度よく送信データ系列を推定する。

【解決手段】 送信機100 は、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列を多重化した送信信号を送信する。受信機10A1は、送信信号を受信する。直交変換部12A1は、受信された送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換する。送信データ系列推定部14A1は、複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々とに基づいて、送信信号により表された送信データ系列を推定する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列を多重化した送信信号を受信する受信手段と、

前記受信手段により受信された送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換する変換手段と、

前記変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、前記受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する系列推定手段と、
を備えた受信機。

【請求項 2】 前記変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、送受信機間の伝送路特性を推定する伝送路推定手段を更に備え、
前記系列推定手段は、前記変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々と前記伝送路推定手段より推定された伝送路特性とに基づいて、前記受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する請求項 1 記載の受信機。

【請求項 3】 前記送信信号は、所定の第 1 の直交変換により多重化されたものであり、
前記変換手段は、前記第 1 の直交変換の逆変換と異なりかつ少なくとも 1 つ以上の各々異なる第 2 の直交変換により、受信された送信信号を複数の信号系列に変換する請求項 1 又は請求項 2 記載の受信機。

【請求項 4】 前記送信信号は、所定の第 1 の直交変換により多重化されたものであり、
前記変換手段は、前記第 1 の直交変換の逆変換とは異なりかつ少なくとも 1 つ以上の各々異なる第 2 の直交変換及び前記第 1 の直交変換の逆変換により、前記受信された送信信号を複数の信号系列に変換する請求項 1 又は請求項 2 記載の受信機。

【請求項 5】 前記第 2 の直交変換は、ウェーブレットパケットによる分割を用いて行う又はフーリエ変換を用いて行う請求項 3 又は請求項 4 記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、受信機に係り、より詳しくは、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列を多重化した送信信号を受信し、該受信した送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来より、図 3 8 に示すように、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列を

直交変換部 116 を用いて多重化して送信信号を形成し、形成した送信信号を送信する送信機 100 と、送信信号を受信し、受信した送信信号を、送信機 100 で行った直交変換と逆の直交変換を行う直交変換部 16 を用いて、多重化された各信号系列どうしが干渉しないように多重化前の各信号系列に分離し、分離した信号系列を各判定器 84 にて符号（位相—振幅）の判定を行い、並列、直列変換回路 86 を介して、復号データとして出力する受信機 10 と、を備えた通信システムが提案されている。

【0003】 ここで、送信側の直交変換で離散逆フーリエ変換を行い、受信側の直交変換で離散フーリエ変換を行う通信方式は、マルチキャリア変調方式の一種である直交周波数分割多重方式として知られており、地上波デジタルテレビ放送への採用が決定している（John A. C. Bingham: "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," IEEE Communications Magazine, pp. 5-14, May 1990. 都竹愛一郎: "OFDM 変復調方式," 電子情報通信学会誌, vol. 1. 79, No. 8, pp. 831-834, 1996 参照）。

【0004】 また、送信側の直交変換で離散逆ウェーブレット変換あるいはウェーブレットパケットによる合成を行い、受信側の直交変換に離散ウェーブレット変換あるいはウェーブレットパケットによる分割を用いる通信方式も提案されている（G. W. Wornell, A. V. Oppenheim: "Wavelet-Based Representation for a Class of Self-Similar Signals with Application to Fractal Modulation," IEEE Trans. Information Theory, vol. 38, pp. 785-800, 1992 March.

M. A. Tzannes, M. C. Tzannes, J. Proakis, P. N. Heller: "DMT systems, DWT Systems and Digital Filter Banks," IEEE Proceedings of ICC'94.

A. R. Lindsey, et al.: "Wavelet Packet Modulations: A generalized method for orthogonally multiplexed communications," IEEE Proceedings of SSST'95, 1995 March. 等の文献参照）。

【0005】 直交変換としてウェーブレットパケットによる分割・合成を用いて信号系列を多重化する場合の送信機 100、受信機 10 の構成例を図 3 9 に示す。図 3 9 では一例としてウェーブレットパケットの時間・周波数領域の分割パターンに帯域を均等に 4 分割する分割パターンを用いる場合を示す。送信機 100 の直交変換部 116 では、4 つの信号系列を合成し、送信信号を作成する。受信機 10 では、送信信号を受信後、直交変換部 16 で送信機 100 の直交変換と同じウェーブレットパケットの分割パターンにより分割することで、多重化前の信号系列を得ている。

【0006】 ここで、ウェーブレットパケットにより分割・合成を行う直交変換部は、送信機 100 側では複数の帯域合成フィルタ 120 により、受信機 10 側は帯域

分割フィルタ 20 により構成することができる。

【0007】ここで、送信機 100 側の帯域合成フィルタ 120 は、図 40 に示すように、サンプリング回路 120A1、120A2 で、周波数帯域を高域側に割り当てる信号及び低域側に割り当てる信号のサンプリングレートを 2 倍にアップサンプリングし、サンプリング回路 120A1、120A2 によりサンプリングされた信号を、高域フィルタ 120B1、低域フィルタ 120B2 で、高域側及び低域側の周波数帯域の信号にそれぞれ変

$$F_0(z) = -\frac{1-\sqrt{3}}{4} - \frac{3-\sqrt{3}}{4}z^{-1} - \frac{3+\sqrt{3}}{4}z^{-2} - \frac{1+\sqrt{3}}{4}z^{-3}$$

$$F_1(z) = -\frac{1+\sqrt{3}}{4} + \frac{3+\sqrt{3}}{4}z^{-1} - \frac{3-\sqrt{3}}{4}z^{-2} + \frac{1-\sqrt{3}}{4}z^{-3}$$

【0009】となる。一方、受信機 10 側の帯域合成フィルタ 20 は、図 41 に示すように、入力信号を高域フィルタ 20A1 及び低域フィルタ 20A2 に通し、かつ、サンプリング回路 20B1、20B2 でサンプリングレートを 1/2 倍にダウンサンプリングして、高域側と低域側の信号に分割する。高域フィルタ 20A1 及び低

$$H_0(z) = \frac{1+\sqrt{3}}{4} + \frac{3+\sqrt{3}}{4}z^{-1} + \frac{3-\sqrt{3}}{4}z^{-2} + \frac{1-\sqrt{3}}{4}z^{-3}$$

$$H_1(z) = -\frac{1-\sqrt{3}}{4} + \frac{3-\sqrt{3}}{4}z^{-1} - \frac{3+\sqrt{3}}{4}z^{-2} + \frac{1+\sqrt{3}}{4}z^{-3}$$

【0011】となる。ところで、受信機 10 側の直交変換部 16 においてウェーブレットパケットによる分割を行う場合の直交変換部の構成を図 42 (A) ~ 図 42 (C) に示す。図 42 (A) に示すように、帯域分割フィルタの低域側出力に順次、帯域分割フィルタを接続していく構成とすると、通常のウェーブレット変換になる。通常のウェーブレット変換では、入力信号は図 42 (A) の右領域に示すような分割パターンに分割される。この分割パターンは、高域側ほど周波数帯域幅が広く時間間隔が短い信号に分割され、低域側ほど周波数帯域幅が狭く時間間隔が長い信号に分割されることを表している。また、帯域分割フィルタの接続段数を増加させるほど、低域側の周波数帯域が細かく分割されていく。サンプリングレートを順次変換しているため時間軸上では、分割された領域を示す各々の四角形に対して信号が一つずつ出力される。ウェーブレットパケットによる分割は、帯域分割フィルタを任意の組み合わせで接続したものであり、図 42 (B)、図 42 (C) に示すように、接続の仕方により様々な分割パターンを実現することができる。ウェーブレットパケットはこの時間・周波数領域の分割パターンを目的に応じて設定できることが

換し、高域フィルタ 120B1 及び低域フィルタ 120B2 を通過した信号を、合成器 120C で、合成している。高域フィルタ 120B1 及び低域フィルタ 120B2 のフィルタ特性は使用するウェーブレットの基底関数に応じて適切に設定する。例えば、ドブシズ・ウェーブレット (4 タップ FIR フィルタによる構成) の場合は、

【0008】
【数 1】

(1)

域フィルタ 20A2 のフィルタ特性は使用するウェーブレットの基底関数に応じて適切に設定する。例えば、ドブシズ・ウェーブレット (4 タップ FIR フィルタによる構成) の場合は、

【0010】
【数 2】

(2)

大きな利点である。

【0012】なお、逆ウェーブレット変換の場合は低域側から順次、帯域合成フィルタを接続する。また、ウェーブレットパケットによる合成では、受信機側の帯域分割フィルタの接続に対応する順序で帯域合成フィルタを接続する。

【0013】その他の代表的な直交変換としては、離散コサイン変換、離散サイン変換、ウォルシュ・アダマール変換、カルーネン・レーベ変換等がある。

【0014】ところで、上記通信システムでは、通信路において送信信号に雑音、ひずみ等が混入し、送信データ系列を誤って伝えられる虞が高い。よって、復号誤り率が高い。従って、通信路で発生する誤り影響を抑えて、通信路使用の信頼性を向上させる必要がある。そこで、従来では、送信データ (通報) に予め、誤り訂正符号化を行い、受信機では、誤り訂正符号化に対応する復号処理により復号するようにしている。例えば、図 43 (A) に示すように、送信機側の畳み込み符号器 200 で、予め畳み込み符号化を行い、図 43 (B) に示すように、受信機側の最尤系列推定部 300 で、畳み込み符号の復号法の一種である最尤系列推定を行う。なお、畳

み込み符号は、複数の送信データ系列を複数の送信データ系列のブロックに分け、各ブロックの送信データ系列の符号化は、各ブロック毎に別個独立に行うのではなく、それ以前のブロックの送信データ系列に依存する方法である。また、最尤系列推定は、送信側の情報がランダムである場合には、最も誤り率を小さくできる復号法であることが知られている。なお、最尤系列推定において、最も確からしい系列を効率よく推定するアルゴリズムにビタビアルゴリズムがある（“情報理論、” 昭晃堂（1987）、“符号理論、” 電子情報通信学会（1990）参照）。その他、系列推定には、最大事後確率法（MAP）等を用いても良い。また、情報の信頼度情報を基に、反復操作により系列を推定する手法等もある。

【0015】更に、前記通信システムを移動通信環境のように送受信機間の伝送路特性が時間的に変動する環境で用いる場合、送受信機間の伝送路において送信信号に大きな歪みや、信号強度の変動等が生じ、送信データ系列を誤って伝えられる虞が高い。よって、複号誤り率が高い。そこで、従来では、伝送路特性を推定し、伝送路の影響の補正を行っている。例えば、図44に示すように、図43（B）の受信機に伝送路特性推定部400を付加した受信機が提案されている。図44の受信機では、伝送路特性推定部400において受信信号と受信信号を判定した結果である復号データとに基づいて伝送路特性を推定し、最尤系列推定部300において推定された伝送路特性の影響を含めて最も確からしい系列を推定する。なお、伝送路推定には、最急こう配法、最小2乗（LMS）アルゴリズム、漸近的最小2乗（RLS）アルゴリズム等が用いられる（“デジタル信号処理の基礎”、電子情報通信学会（1988）参照）。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、データを伝送する際の信頼性を向上させるために誤り訂正符号化を行うと、送信信号が冗長となり、データを伝送する効率を低下させてしまう。一方、データを伝送する効率を低下させないようにするために誤り訂正符号化を行わないようにすると、送信データ系列を精度よく推定することができない。

【0017】また、伝送路特性が時間的に変動する通信環境において、伝送路推定を行っても、時間的な変動が速い場合には伝送路特性を精度良く推定することができない。即ち、送信データ系列を精度良く推定することができない。

【0018】本発明は、上記事実に鑑み成されたもので、データを伝送する効率を低下させることなく精度よく送信データ系列を推定することの可能な受信機を提案することを目的とする。

【0019】

【課題を解決するための手段】上記目的達成のため本発明に係る受信機は、複数の送信データ系列各々を表す複

数のデータシンボル系列を多重化した送信信号を受信する受信手段と、前記受信手段により受信された送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換する変換手段と、前記変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、前記受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する系列推定手段と、を備えている。

【0020】即ち、受信手段は、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列を多重化した送信信号を受信する。変換手段は、受信手段により受信された送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換する。

【0021】このように変換手段により変換された複数の信号系列各々は、送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を表す。よって、変換手段により変換された複数の信号系列各々は、所定個の送信データ系列を表すデータシンボル系列のデータシンボル間に一種の干渉が生じている信号系列であると考えられる。

【0022】なお、送信信号が、所定の第1の直交変換により多重化されたものである場合には、変換手段は、第1の直交変換の逆変換と異なりかつ少なくとも1つ以上の各々異なる第2の直交変換により送信信号を複数の信号系列に変換するようにしてもよい。また、変換手段は、第1の直交変換の逆変換とは異なりかつ少なくとも1つ以上の各々異なる第2の直交変換に更に第1の直交変換の逆変換も用いて、送信信号を複数の信号系列に変換するようにしてもよい。これらの場合、第2の直交変換は、ウェーブレットパケットによる分割を用いて行う又はフーリエ変換を用いて行うようにしてもよい。

【0023】そして、系列推定手段は、変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する。

【0024】このように、一種のデータシンボル間の干渉が生じていると考えられる複数の信号系列各々と複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定するので、送信信号を生成する際に誤り訂正符号化処理しなくても、送信信号により表される送信データ系列を推定することができる。よって、データを伝送する効率を低下させることなく精度よく送信データ系列を推定することができる。

【0025】更に、本発明に係る受信機は、前記変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々と

に基づいて、送受信機間の伝送路特性を推定する伝送路推定手段を備えることができ、前記系列推定手段は、前記変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々と前記伝送路推定手段より推定された伝送路特性とに基づいて、前記受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する。

【0026】即ち、伝送路推定手段は、変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、送受信機間の伝送路特性を推定する。

【0027】そして、系列推定手段は、変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々と伝送路推定手段より推定された伝送路特性とに基づいて、受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する。

【0028】このように、伝送路推定手段を備えることにより、送受信機間の伝送路特性の推定を行いつつ受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定するので、送受信機間の伝送路の特性が時間的に変化する場合においても、送信信号により表される送信データ系列を精度良く推定することができる。

【0029】なお、以上より、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列を多重化した送信信号を送信する送信機と、前記送信機により送信された送信信号を受信する受信手段、該受信手段により受信された送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換する変換手段、及び該変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、該受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する推定手段を備えた受信機と、を備えた通信システムが提案される。

【0030】また、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列を多重化した送信信号を送信する送信機と、前記送信機により送信された送信信号を受信する受信手段、該受信手段により受信された送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換する変換手段、該変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、送受信機間の伝送路特性を推定する伝送路推定手段、及び該変換手段により変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々と該伝送路推定手段より推定された伝送路特性とに基づいて、該受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する系列推定手段を備えた受信機と、を

備えた通信システムが提案される。

【0031】更に、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列が多重化されかつ受信した送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換し、前記変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、前記受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する復号方法が提案される。

【0032】また、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列が多重化されかつ受信した送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換し、前記変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、送受信機間の伝送路特性を推定し、前記変換された複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々と前記推定された伝送路特性とに基づいて、前記受信された送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する復号方法が提案される。

【0033】

【発明の実施の形態】以下、本発明の第1の実施の形態を図面を参照して詳細に説明する。

【0034】図1に示すように、本実施の形態に係る受信機10Aは、複数の送信データ系列各々を表す複数のデータシンボル系列を所定の第1の直交変換により多重化した送信信号を受信する、図示しない受信回路と、上記第1の直交変換の逆変換と異なりかつ少なくとも1つ以上の各々異なる第2の直交変換により、受信回路により受信された送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換する直交変換部12A（直交変換回路16A、16B、・・・16X）と、直交変換部12Aから出力される複数の信号系列各々と該複数の信号系列各々について予想される複数の予想信号系列各々に基づいて、送信信号により表される複数の送信データ系列を推定する送信データ系列推定部14Aと、を備えている。なお、図1では、直交変換回路16A、16B、・・・16Xを備えた直交変換部12Aが示されているが、直交変換回路16Aのみでもよい。即ち、直交変換部12Aは、第1の直交変換の逆変換とは異なる直交変換を行う単一の直交変換回路16Aにより構成してもよい。

【0035】図2には、従来の送信機（図39（A）参照）と同一構成の送信機100と、送信機側において行う直交変換の逆変換と異なる直交変換を行う受信機10A1と、を備えた通信システムが示されている。

【0036】ここで、送信機側において行う直交変換と

しては、ウェーブレットパケットにより合成することで4つのデータシンボル系列を多重化する場合を例にとり説明する。なお、変調方式はBPSK変調であり、ウェーブレットの基底関数はドブシズウェーブレット(4タップのFIRフィルタにより構成)である。

【0037】一方、受信機10A1は、直交変換部12A1と、送信データ系列推定部14A1と、を備えている。直交変換部12A1は、単一の帯域分割フィルタ20Aを備えている。これにより、送信側とは異なるウェーブレットパケットの分割パターンとなる。よって、送信側とは異なる直交変換出力(信号系列)を得る。

【0038】次に、第1の実施の形態の作用を説明する。受信機100の直列/並列変換回路186には、図3(A)に示すように、送信すべき送信データが入力される。

【0039】直列/並列変換回路186は、入力された4つの送信データA~D各々を並列な送信データ系列に変換した後、各変調器184に入力する。なお、図3(A)には、4つの並列な送信データ系列A~Dとして、最初は、0110、次は、1110である場合が示されている。各変調器184は、図3(B)に示すように、入力された各送信データ系列を、送信データを表すシンボルに変換して、直交変換部116に送信データシンボル系列として入力する。

$$\begin{aligned} & A_1 F_1(z) + B_1 F_2(z) \\ & - \left(-\frac{1+\sqrt{3}}{4} A_1 - \frac{1-\sqrt{3}}{4} B_1 \right) + \left(\frac{3+\sqrt{3}}{4} A_1 - \frac{3-\sqrt{3}}{4} B_1 \right) z^{-1} + \left(-\frac{3-\sqrt{3}}{4} A_1 - \frac{3+\sqrt{3}}{4} B_1 \right) z^{-2} + \left(\frac{1-\sqrt{3}}{4} A_1 - \frac{1+\sqrt{3}}{4} B_1 \right) z^{-3} \\ & = (A_1 B_1)_1 + (A_1 B_1)_2 z^{-1} + (A_1 B_1)_3 z^{-2} + (A_1 B_1)_4 z^{-3} \end{aligned}$$

【0045】と表すことができるので、4サンプルの信号になることが理解できる。ここで、入力される信号点のサンプリング間隔は、出力側では2サンプル分に相当する。そのため、順次入力された各信号点に対して出力される4サンプルの信号は、2サンプルずつずれて重なり合い、足し合わされた結果の信号が出力される。

【0046】即ち、図5(A)に示すように、データシンボル A_1 、 B_1 が入力され、次にデータシンボル A_2 、 B_2 が入力された場合、データシンボル A_1 、 B_1 から図5(B)に示すように、時間間隔 $T/2$ の4サンプルの信号点 $(A_1, B_1)_1$ 、 $(A_1, B_1)_2$ 、 $(A_1, B_1)_3$ 、 $(A_1, B_1)_4$ が出力され、データシンボル A_2 、 B_2 から図5(C)に示すように、時間間隔 $T/2$ の4サンプルの信号点 $(A_2, B_2)_1$ 、 $(A_2, B_2)_2$ 、 $(A_2, B_2)_3$ 、 $(A_2, B_2)_4$ が出力され、これらは2サンプルずつずれて重なり合い、足し合わされて、最終的には、図5(D)に示すように、時間間隔 $T/2$ で、信号系列 $(A_1, B_1)_1$ 、 $(A_1, B_1)_2$ 、 $(A_1, B_1)_3$ と出力 $(A_2, B_2)_1$ との和である信号系列 $((A_1, B_1)_1, (A_1, B_1)_2, (A_1, B_1)_3)$ が出力され、以降同様となる。なお、送

【0040】図4に示すように、直交変換部116に入力された送信データシンボル系列 $A_1 \sim D_1$ ($A_1 \sim D_1$ 、 $A_2 \sim D_2$ 、 $A_3 \sim D_3 \dots$)の内の送信データシンボル系列 A_1 、 B_1 は、第1の周波数帯域用の帯域合成フィルタ120に入力され、送信データシンボル系列 C_1 、 D_1 は、第1の周波数帯域より低い第2の周波数帯域用の帯域合成フィルタ120に入力される。

【0041】第1の周波数帯域用の帯域合成フィルタ120では、入力された送信データシンボル系列 A_1 、 B_1 が合成された信号系列(サンプリング時間間隔 $T/2$)を出力し、第2の周波数帯域用の帯域合成フィルタ120は、入力された送信データシンボル系列 C_1 、 D_1 が合成された信号系列(サンプリング時間間隔 $T/2$)を出力する。

【0042】即ち、帯域合成フィルタ120(4タップのFIRフィルタで構成される場合)を通ると、サンプリング間隔 T で同時に入力された2つの信号点が、サンプリング間隔 $T/2$ の4サンプルの信号点に変換される。

【0043】例えば、データシンボル A_1 、 B_1 が、(1)式で示される帯域合成フィルタに入力された場合、その出力は、

【0044】

【数3】

送信データシンボル系列 C_1 、 D_1 についても同様に処理される。

【0047】そして、2段目の帯域合成フィルタにおいても同様な処理が繰り返される。即ち、図6(A)に示すように、データシンボル A_1 、 B_1 、データシンボル C_1 、 D_1 のみが入力されたとして考えると、1段目の帯域合成フィルタによりそれぞれ、時間間隔 $T/2$ の4サンプルの信号点 $((A_1, B_1)_1, (A_1, B_1)_2, (A_1, B_1)_3, (A_1, B_1)_4)$ 、及び $((C_1, D_1)_1, (C_1, D_1)_2, (C_1, D_1)_3, (C_1, D_1)_4)$ となる。そして、2段目の帯域合成フィルタによりそれぞれ合成されて、時間間隔 $T/4$ で

$$\begin{aligned} & [(A_1, B_1)_1, (C_1, D_1)_1]_1 \\ & [(A_1, B_1)_2, (C_1, D_1)_2]_1 \\ & [(A_1, B_1)_3, (C_1, D_1)_3]_1 + [(A_1, B_1)_4, (C_1, D_1)_4]_1 \\ & [(A_1, B_1)_1, (C_1, D_1)_1]_2 + [(A_1, B_1)_2, (C_1, D_1)_2]_2 \dots \end{aligned}$$

【0048】また、図7(A)に示すように、データシンボル A_1 、 B_1 、データシンボル C_1 、 D_1 のみが入

力されたとして考えると、1 段目の帯域合成フィルタによりそれぞれ、時間間隔 $T/2$ の 4 サンプルの信号点 $((A_1, B_1)_1, (A_1, B_1)_2, (A_1, B_1)_3, (A_1, B_1)_4)$ 、サンプル信号 $((C_1, D_1)_1, (C_1, D_1)_2, (C_1, D_1)_3, (C_1, D_1)_4)$ となる。そして、2 段目の帯域合成フィルタによりそれぞれ合成されて、時間間隔 $T/4$ で、

$[(A_1, B_1)_1, (C_1, D_1)_1]_1$
 $[(A_1, B_1)_1, (C_1, D_1)_1]_2$
 $[(A_1, B_1)_1, (C_1, D_1)_1]_3 + [(A_1, B_1)_2, (C_1, D_1)_2]_1$
 $[(A_1, B_1)_1, (C_1, D_1)_1]_4 + [(A_1, B_1)_2, (C_1, D_1)_2]_2 \cdots$ が出力される。

【0049】以上より、送信データシンボル系列 $A_1 \sim D_1$ が全て順に入力された場合の出力信号は、送信データシンボル $A_1 \sim D_1$ が入力された場合の出力信号、送信データシンボル $A_1 \sim D_1$ が入力された場合の出力信号 \cdots の各出力信号が足し合わされ、送信信号が生成され、送信される。

【0050】上記送信された送信信号（送信データシンボル系列 $A_1 \sim D_1$ が合成されかつサンプリング時間間隔 $T/4$ ）は、受信機 10A1 の図示しない受信回路により受信される。送信信号は、図 8 に示すように、直交変換部 12A1 の単一の帯域分割フィルタ 20A（詳細構成は、図 41 参照）に入力される。なお、送信信号は、帯域分割フィルタ 20A で、送信データシンボル系列 A_1, B_1 が合成された信号系列（サンプリング時間間隔 $T/2$ ）と送信データシンボル系列 C_1, D_1 が合成された信号系列（サンプリング時間間隔 $T/2$ ）とに分離される。

【0051】即ち、帯域分割フィルタ（4 タップの FIR フィルタで構成される場合）20A では、帯域合成フィルタの逆の変換を行い、図 9 (A) に示すように、入力された信号系列の 4 サンプルの信号点に対して、図 9 (B) に示すように、対応する変換された 1 サンプルの信号点を出力する。その後、2 サンプル入力のある毎に、それまでに入力された 4 サンプルの信号点を用いて変換後の信号点が求められ、出力される。なお、受信機 10A1 の帯域分割フィルタ 20A から出力される信号系列と、送信機 100 の 1 段目の帯域合成フィルタ 120 から出力される信号系列とは、処理による遅延を無視すれば、全く同じ信号である。即ち、受信機 10A1 の帯域分割フィルタ 20A から出力される信号系列は、図 9 (C) に示すように、 $(A_1 \sim D_1)$ に関する出力（時間間隔 $T/2$ の信号点 4 サンプル）と、図 9 (D) に示すように、 $(A_2 \sim D_2)$ に関する出力（時間間隔 $T/2$ の信号点 4 サンプル）と、を成分にもち、これは図 5 (B)、図 5 (C) に示すように、送信機 100 の 1 段目の帯域合成フィルタ 120 から出力される信号系

列に等しい。

【0052】ここで、帯域分割フィルタ 20A から出力される信号系列の A, B のみの成分に注目すると、図 10 に示すように、帯域分割フィルタ 20A から出力される信号系列は、 A_1, B_1 に関する成分（時間間隔 $T/2$ の信号点 4 サンプル）と、 A_2, B_2 に関する成分（時間間隔 $T/2$ の信号点 4 サンプル）と、に分けられる。よって、帯域分割フィルタ 20A から出力される、例えば、信号点 S_1, S_2 は、
 $S_1 = (A_1 B_1)_1 + (A_2 B_2)_1$
 $S_2 = (A_1 B_1)_2 + (A_2 B_2)_2$
 となる。

【0053】このように送信データ系列推定部 14A1 は、直交変換部 12A1 から上記信号系列が入力されると、図 11 に示した制御ルーチン（ビタビアルゴリズムに基づく）をスタートする。

【0054】図 11 のステップ 22 で、上記信号系列が入力された当該時刻 $t = k$ に対応する部分のトレリス線図を形成する。

【0055】ここで、前述したように、信号点 S_1, S_2 は、図 12 にも示すように、送信データシンボル A_1, B_1, A_2, B_2 の組み合わせにより決まる信号であり、それぞれ、振幅・位相を持つ複素信号点である。前述したように BPSK 変調としているため、送信データシンボル A_1, B_1, A_2, B_2 は、それぞれ 0, 1 を表す。送信機の直交変換部に同時に入力される 2 つのデータシンボル A_1, B_1 及び A_2, B_2 をそれぞれ組にして考える。

【0056】 (A_1, B_1) の組み合わせは、(00, 01, 10, 11) の 4 通り、 (A_2, B_2) の組み合わせは、(00, 01, 10, 11) の 4 通りとなるため、全部で 16 通りの組み合わせが考えられる。

【0057】 (A_1, B_1) 及び (A_2, B_2) の組み合わせをそれぞれ状態とおくことにより、16 通りの組み合わせが状態遷移の枝（ブランチ）として表すことができ、図 13 に示すトレリス線図で表現することができる。

【0058】なお、前回時刻 $t = k-1$ において既に、図 14 (A) に示すように、トレリス線図を形成しているので、今回時刻 $t = k$ では、既に形成されているトレリス線図（図 14 (A) 参照）に、図 14 (B) に示すように、今回時刻 $t = k$ に対応する部分を延長する。

【0059】ステップ 24 では、トレリス線図の各状態遷移を示す各ブランチに対してブランチメトリックを演算する。ステップ 26 では、当該時刻 $t = k$ の各状態までのパスメトリックを演算し、生き残りパス（後述）を選択する。即ち、本実施の形態では、当該時刻 $t = k$ の各状態までの各時刻の各状態点を結ぶブランチをたどった複数のパスに沿ってブランチメトリックを加算してパスメトリックを演算する。どのパスが最も送信された可

能性の高い系列であるかは、パスがたどっていく各ブランチのブランチメトリックの和であるパスメトリックという値の大小で評価される。パスメトリック値が最も大きな値であるパスが最も確からしいパス（最尤パス）である。最尤パスを求めるために、各時刻において各状態に到達する複数のパスの中でパスメトリックの最も大きいパスのみを選択して残し、その他のパスを取り除く。残されたパスは生き残りパスと呼ばれる。即ち、生き残りパスの数はトレリス線図の状態の数と等しくなる。そして、ステップ28では、最尤パスとして確定した部分に対応する送信データ系列を復号データとして出力する。

【0060】次に、ステップ24のブランチメトリック演算処理を、図15を参照して詳細に説明する。

【0061】ステップ34で、信号点 S_1 、 S_2 と、各ブランチの状態遷移に対応して決まる送信データシンボルが送られた場合に信号点 S_1 、 S_2 として出力される予想信号点 K_1 、 K_2 との、2乗ユークリッド距離を演算する。なお、2乗ユークリッド距離を演算するため、予め予想信号点 K_1 、 K_2 を求めておく。即ち、信号点 S_1 について、各ブランチの16通りの信号点 $K_1^{00} \sim K_1^{15}$ を、信号点 S_1 について、各ブランチの16通りの信号点 $K_1^{00} \sim K_1^{15}$ を求めると、以下のようになる。

【0062】信号点 S_1 について、

$$S_1 = (A_1 B_1)_1 + (A_2 B_2)_1$$

$$K_1^{00} = (00)_1 + (00)_1$$

$$K_1^{01} = (01)_1 + (00)_1$$

$$K_1^{02} = (10)_1 + (00)_1$$

・

・

$$K_1^{15} = (11)_1 + (11)_1$$

ここで、信号点 S_1 及び16通りの信号点 $K_1^{00} \sim K_1^{15}$ を、複素平面上に表示すると、図16に示すようになる。信号点 S_1 と各信号点 $K_1^{00} \sim K_1^{15}$ との距離 $r_1^{00} \sim r_1^{15}$ の2乗が2乗ユークリッド距離である。雑音等の影響がない場合には、信号点 S_1 は信号点 $K_1^{00} \sim K_1^{15}$ の何れかに一致する。

【0063】なお、信号点 S_2 についても、

$$S_2 = (A_1 B_1)_2 + (A_2 B_2)_2$$

$$K_2^{00} = (00)_2 + (00)_2$$

$$K_2^{01} = (01)_2 + (00)_2$$

$$K_2^{02} = (10)_2 + (00)_2$$

・

・

$$K_2^{15} = (11)_2 + (11)_2$$

のように各ブランチの状態遷移に対応して決まる送信データシンボルが送られた場合に信号点 S_2 として出力さ

れる信号点 K_2 を求め、上記と同様に2乗ユークリッド距離を求める。

【0064】ステップ38で、ブランチメトリックとして、各ブランチに対応して各信号点 S_1 、 S_2 各々毎に求めた2乗ユークリッド距離の和を演算する。

【0065】次に、ステップ26のパスメトリック演算処理を、図17を参照して詳細に説明する。

【0066】図17のステップ42で、今回時刻 $t=k$ に対応するトレリス線図の各状態を識別する変数 s を初期化し、ステップ44で前回時刻 $t=k-1$ における各状態へ到達する各生き残りパスのパスメトリック $PM_{0,k-1} \sim PM_{15,k-1}$ を取り込む。ステップ46で、前回時刻 $t=k-1$ の各生き残りパスのパスメトリックに、時刻 $t=k$ で状態 s へ遷移する各ブランチのブランチメトリックを加算する。即ち、本実施例の場合、図18に示すように状態(00) ($s=0$ の場合)へつながるブランチは $b=0, 4, 8, 12$ の4本であり、各々のブランチはそれぞれ状態(00)、(01)、(10)、(11)からつながっている。したがって、時刻 $t=k$ に状態(00)へ到達するパスは4本あり、各々のパスメトリックは、

$$PM_{0,k-1} + BM_{00}$$

$$PM_{4,k-1} + BM_{04}$$

$$PM_{8,k-1} + BM_{08}$$

$$PM_{12,k-1} + BM_{12}$$

の4つが演算されている。

【0067】ステップ48で、この4つのパスメトリックの最も小さい値となるパス即ち最も確からしいパスを生き残りパスとして選択し、それ以外のパスを消去する。そして最も小さい値のパスメトリックを時刻 $t=k$ における状態(00)へ到達する生き残りパスのパスメトリックとする。即ち、この4つのパスメトリックのうち $PM_{0,k-1} + BM_{00}$ の値が最も小さいとすると、時刻 $t=k$ における状態(00)へ到達する生き残りパスのパスメトリック $PM_{0,k}$ は、 $PM_{0,k} = PM_{0,k-1} + BM_{00}$ となる。

【0068】そして、ステップ50で変数 s を状態の総数 s_s （本実施の形態では $s_s=4$ ）と比較し、まだ時刻 $t=k$ における生き残りパスを求めていない状態が残っている場合には、ステップ52で変数 s を1増加し、次の状態へ到達するパスのパスメトリックを求める演算を行うためにステップ44へ戻り、以上の処理（ステップ44～50）を実行する。ステップ50で各状態へ到達する全てのパスのパスメトリックを求める演算が終了した場合には、即ち、前回時刻から今回時刻への全てのブランチに関して前回時刻までの生き残りパスに対する加算、比較、選択が終了した事になる。

【0069】そして、ステップ28（図11参照）の復号データの出力処理では、前回時刻において出力した復

号データの時刻の次の時刻の状態の内、今回時刻の各状態へ到達する生き残りパス全てが共通のパスとなり、最尤パスとして確定する時刻の状態が表すデータを復号データとして出力する。

【0070】即ち、図19 (A) に示すように、時刻 $t = k-1$ において、時刻 $t = k-1$ までの各状態に到達する生き残りパス全てが共通のパスとなる状態は、時刻 $t = k-3$ における状態 (00) である。よって、(00) が復号データとして出力される。このとき、時刻 $t = k-2$ における状態 (00)、(01) は、時刻 $t = k-1$ までの状態に生き残りパスが到達しており、いずれの生き残りパスが、最尤パスであるか分からない。よって、復号データとして出力することができない。

【0071】しかし、時刻 $t = k-2$ における状態 (00)、(01) の内、図19 (B) に示すように、時刻 $t = k$ において、時刻 $t = k$ までの各状態に生き残りパス全てが共通のパスとなる状態は、(00) である。よって、(00) が復号データとして出力される。

【0072】以上説明したように本実施の形態では、直交変換部により変換されて得た複数の信号系列各々は、送信信号により表される複数の送信データ系列の内の2つの送信データ系列を表し、この複数の信号系列各々は、2つの送信データ系列を表すデータシンボル系列のデータシンボル間に一種の干渉が生じている信号系列であると考えられる。この干渉は送信側と受信側で行う直交変換の組み合わせによって決まる。更に、どのような干渉が生じるかは用いる直交変換の組合せによりあらかじめ分っている。そこで、受信機の直交変換部からの出力信号に生じている干渉を畳み込み符号化によって生じた干渉とみなすことにより、受信側において最尤系列推定を可能としている。そして、受信側で複数の直交変換出力を組み合わせる最尤系列推定を行うことで、誤り率特性を更に改善することが可能と考えられる。

【0073】このように、送信側において特別な誤り訂正符号化等を行う必要がないため、データを伝送する効率を低下させることなく最尤系列推定を行うことができ、誤り率特性を改善することができる。

【0074】次に、本発明の第2の実施の形態を説明する。図20に示すように、第2の実施の形態に係る受信機10B1の直交変換部12B1は、少なくとも2つは各々異なる直交変換を行いつつ該2つの直交変換の内の1つは送信機側が行った直交変換の逆の直交変換である複数の直交変換回路16A~16Xと、複数の直交変換回路16A~16Xの出力に基づいて、送信データ系列を推定する送信データ系列推定部14B1と、を備えている。

【0075】例えば、図示しない送信機の直交変換部が直交変換としてウェーブレットパケットによる合成を行った場合には、図21に示すように、受信機の直交変換部12B2は、帯域分割フィルタ20を複数段に組み合

わせて、ウェーブレットパケットによる分割を行うようにしてもよい。このように、帯域分割フィルタ20を複数段に組み合わせるので、時間・周波数領域の分割パターンを各段で異なる分割パターンとすることができる。よって、少なくとも一つ以上の相異なる直交変換を行う機能を有する。

【0076】図22には、帯域分割フィルタを2段に組み合わせる構成された受信機10B3が示されている。この受信機10B3は、1段目の帯域分割フィルタ20K1と、帯域分割フィルタ20K1に接続された2段目の帯域分割フィルタ20K2、20K3と、を備えた直交変換部12B3と、1段目の帯域分割フィルタ20K1及び2段目の帯域分割フィルタ20K2、20K3に接続された送信データ系列推定部14B3と、を備えている。なお、帯域分割フィルタ20K2は、1段目の帯域分割フィルタ20K1により分離された高周波数帯域側の信号系列が入力されるように、帯域分割フィルタ20K3は、1段目の帯域分割フィルタ20K1により分離された低周波数帯域側の信号系列が入力されるように、それぞれ帯域分割フィルタ20K1に接続されている。なお、帯域分割フィルタ20K1、20K2、20K3は、前述した帯域分割フィルタ20 (図41参照)と同様であるので、その説明を省略する。

【0077】次に、第2の実施の形態の作用を説明する。1段目の帯域分割フィルタ20から出力された信号系列は、前述した第1の実施の形態における帯域分割フィルタ20により出力された信号系列と同様であるので、その説明を省略する。

【0078】2段目の帯域分割フィルタ20から出力された信号系列は、送信側と逆の直交変換を行った信号であるため多重化される前の各送信データシンボル系列A~Dに分離されている。

【0079】帯域分割フィルタ20K1、20K2、20K3から上記信号系列が入力された送信データ系列推定部14B3は、図23に示した制御ルーチンを実行する。本制御ルーチンは、前述した第1の実施の形態の制御ルーチン (図11参照)と同様の部分があるので、同一の部分には同一の符号を付してその詳細な説明を省略する。即ち、本実施の形態に係る制御ルーチンは、図23に示すように、ステップ22、24を実行し、次のステップ60で、当該時刻の各状態点のステートメトリックを演算し、ステップ26、28を順に実行する。

【0080】次に、ステップ60のステートメトリック演算処理を、図24を参照して説明する。

【0081】図24のステップ64では、2段目の帯域分割フィルタ20K2、20K3から入力された4つの信号系列A~Dの内、信号系列A、Bの信号点(2つ) (なお、本実施の形態では、信号系列A、Bと信号系列C、Dとに対して同じ処理を実行するので、以下、信号系列A、Bに対する処理を説明し、信号系列C、D

に対する処理の説明を省略する)と、出力されると予想される各データを表すデータシンボル点各々と、の2乗ユークリッド距離を演算する。なお、信号系列A、Bは、多重化される前の送信データシンボルに分離されているため、それぞれ0又は1のデータシンボルの何れかとなるためである。前述したようにBPSK変調として、いるため0又は1を表すデータシンボルの信号点は±1の点となる。信号点の配置を複素平面上に示したものが、図25である。図25の距離 r_{A0} 、 r_{A1} 、 r_{B0} 、 r_{B1} の2乗が、求める2乗ユークリッド距離である。雑音等の影響がない場合には、信号点A、Bは0又は1を表すデータシンボルのどちらかに一致する。

【0082】ステップ68で、ステートメトリックとして、各ステート(状態)に対応して各信号点AB各々毎に求めた2乗ユークリッド距離の和を演算する。

【0083】即ち、ステートメトリックの計算は、

AB=00: 距離 r_{A0} 、 r_{B0} から求める。

AB=01: 距離 r_{A0} 、 r_{B1} から求める。

AB=10: 距離 r_{A1} 、 r_{B0} から求める。

AB=11: 距離 r_{A1} 、 r_{B1} から求める。

【0084】ところで、本実施の形態におけるステップ26(図23参照)のパスメトリック演算処理では、パスメトリックとして、図26に示すように、各ブランチに対して演算されたブランチメトリックに、当該ブランチに対応するステートにおいて演算されたステートメトリックを加算する。

【0085】以上説明したように本実施の形態では、受信機の直交変換部からの2種類の出力を合成して最尤バスの探索を行うことになり、更に誤り率特性を改善することが可能となる。

【0086】次に、本発明の第3の実施の形態を説明する。なお、本実施の形態に係る図示しない送信機は、離散逆フーリエ変換を行うものである。

【0087】図27に示すように、本実施の形態に係る受信機10Cは、各々時間窓幅が異なるフーリエ変換を行う複数のフーリエ変換回路18A~18Xを備えた、直交変換部12Cと、フーリエ変換回路18A~18Xにより出力された出力に基づいて、受信信号の送信データ系列を予測する送信データ系列推定部14Cと、を備えている。

【0088】図28には、各々時間窓幅が異なるフーリエ変換を行う2つのフーリエ変換回路18A1、18B1を備えた、直交変換部12C1と、フーリエ変換回路18A1、18B1により出力された出力に基づいて、受信信号の送信データ系列を予測する送信データ系列推定部14C1と、を備えている。

【0089】次に、本実施の形態の作用を説明する。フーリエ変換回路18A1、18B1は、互いに時間窓幅が異なるフーリエ変換1、2を行う。よって、2種類の直交変換出力を得る。即ち、フーリエ変換回路18A1

の時間窓幅は、送信機の離散逆フーリエ変換の時間窓幅と同じである。このため、図29に示すように、送信機側において多重化される前の送信データシンボル系列に分離された送信データシンボル系列が出力される。一方、フーリエ変換回路18B1の時間窓幅は、送信機の離散逆フーリエ変換の時間窓幅の1/2である。このため、図29下段に示すように周波数帯域の分割数は2となる。時間窓幅が半分であるため、時間窓が重ならないように時間をずらして2回フーリエ変換を行うことで、時間方向に2つの信号系列が出力される。フーリエ変換2の出力信号は、送信側で多重化した2つの信号系列に相当する帯域幅で周波数を分離した信号であるため、この帯域に含まれる2つの送信データ系列によって出力信号が決まる。

【0090】フーリエ変換回路18A1、18B1から上記各信号を受信した送信データ系列推定部14C1は、図30に示した制御ルーチンをスタートする。

【0091】図30のステップ72で、送信側でどの送信データ系列が送られたかを評価するために、フーリエ変換1の4つの出力信号に基づいて、各信号の信号点と各データシンボル点との2乗ユークリッド距離を求める。ステップ74では、フーリエ変換1の4つの出力信号をフーリエ変換2の出力信号に各々対応する2つの出力信号同士の2つの組み合わせに分割し、各組み合わせに対応する信号点各々と前述したデータシンボル点各々の2乗ユークリッド距離から、各組み合わせに対応する信号点各々とデータシンボル点各々を組み合わせた2乗ユークリッド距離の和を演算し、第1のメトリックとする。

【0092】ステップ76で、フーリエ変換2における先の出力信号の信号点と各データシンボルを組み合わせた場合に予想される予想信号点各々との2乗ユークリッド距離を演算し、第2のメトリックとする。ステップ78では、フーリエ変換2における後の出力信号の信号点と各データシンボルを組み合わせた場合に予想される予想信号点各々との2乗ユークリッド距離を演算し、第3のメトリックを計算する。

【0093】ステップ80で、上記第1のメトリック~第3のメトリックの和を演算し、ステップ82で、第1のメトリック~第3のメトリックの和の最も小さいデジタルシンボルの組み合わせを決定し、当該組み合わせに対応する送信データ系列を復号データ(送信データ系列)として出力する。

【0094】以上説明したように本実施の形態では、送信機側で離散逆フーリエ変換を行い、受信機側では、各々時間窓幅が異なる複数のフーリエ変換を行い、各複数のフーリエ変換による出力に基づいて、受信信号の送信データ系列を予測するので、送信側において特別な誤り訂正符号化等を行う必要がないため、通信路使用の効率を最大に維持しつつ、最尤系列推定を行うことができ、

誤り率特性を改善することができる。

【0095】次に、本発明の第4の実施の形態を説明する。上記第1の実施の形態では直交変換部12A1として、単一の帯域分割フィルタ20を備えており、ウェーブレットの基底関数としてドブシズウェーブレット（4タップのFIRフィルタにより構成）の場合を示したが、他の基底関数を用いてもよい。一例として、6タップのFIRフィルタにより構成されるドブシズウェーブレットを用いた場合の例を示す。

$$\begin{aligned} H_0(z) &= \frac{1}{16} (1 + \sqrt{10} + \sqrt{5+2\sqrt{10}}) + \frac{1}{16} (5 + \sqrt{10} + 3\sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-1} + \frac{1}{8} (5 - \sqrt{10} + \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-2} \\ &\quad + \frac{1}{8} (5 - \sqrt{10} - \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-3} + \frac{1}{16} (5 + \sqrt{10} - 3\sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-4} + \frac{1}{16} (1 + \sqrt{10} - \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-5} \\ H_1(z) &= -\frac{1}{16} (1 + \sqrt{10} - \sqrt{5+2\sqrt{10}}) + \frac{1}{16} (5 + \sqrt{10} - 3\sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-1} - \frac{1}{8} (5 - \sqrt{10} - \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-2} \\ &\quad + \frac{1}{8} (5 - \sqrt{10} + \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-3} - \frac{1}{16} (5 + \sqrt{10} + 3\sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-4} + \frac{1}{16} (1 + \sqrt{10} + \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-5} \end{aligned}$$

【0098】また、図示しない送信機の直交変換部が直交変換としてウェーブレットパケットにより4つのデータシンボル系列の合成を行う場合、送信機の直交変換部の帯域合成フィルタは、前述した帯域合成フィルタ120（図40参照）と同様の構成とし、帯域合成フィルタ

$$\begin{aligned} F_0(z) &= -\frac{1}{16} (1 + \sqrt{10} - \sqrt{5+2\sqrt{10}}) - \frac{1}{16} (5 + \sqrt{10} - 3\sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-1} - \frac{1}{8} (5 - \sqrt{10} - \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-2} \\ &\quad - \frac{1}{8} (5 - \sqrt{10} + \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-3} - \frac{1}{16} (5 + \sqrt{10} + 3\sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-4} - \frac{1}{16} (1 + \sqrt{10} + \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-5} \\ F_1(z) &= -\frac{1}{16} (1 + \sqrt{10} + \sqrt{5+2\sqrt{10}}) + \frac{1}{16} (5 + \sqrt{10} + 3\sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-1} - \frac{1}{8} (5 - \sqrt{10} + \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-2} \\ &\quad + \frac{1}{8} (5 - \sqrt{10} - \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-3} - \frac{1}{16} (5 + \sqrt{10} - 3\sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-4} + \frac{1}{16} (1 + \sqrt{10} - \sqrt{5+2\sqrt{10}}) z^{-5} \end{aligned}$$

【0100】各フィルタの特性以外は第1の実施の形態と同様であるため、その説明を省略する。

【0101】次に、第4の実施の形態の作用を説明する。1段目の帯域分割フィルタ20D1から出力された信号系列は、第1の実施の形態と同様に送信機100の1段目の帯域合成フィルタの出力と同じ信号系列となる。図32に帯域分割フィルタ20D1から出力される信号系列のA、Bのみの成分を示す。図32に示す信号点S₁、S₂は、第1の実施の形態の場合と異なり、6つの送信データシンボルA₁、B₁、A₂、B₂、A₃、B₃の組み合わせにより決まる信号である。即ち、

$$S_1 = (A_1 B_1) + (A_2 B_2) + (A_3 B_3)$$

$$S_2 = (A_1 B_1) + (A_2 B_2) + (A_3 B_3)$$

となる。

【0102】この場合、4つのデータシンボルA₁、B₁、A₂、B₂を一つの組に、4つのデータシンボルA₃、B₃、A₁、B₁をもう一つの組として考える。2

【0096】図31に示すように、第4の実施の形態に係る受信機10D1の直交変換部12D1は、1段の帯域分割フィルタ20D1を備えている。帯域分割フィルタ20D1は、前述した帯域分割フィルタ20（図41参照）と同様の構成であるが、高域フィルタ20A1および低域フィルタ20A2の特性を、次式で示す特性としたものである。

【0097】

【数4】

の高域フィルタ120B1および低域フィルタ120B2の特性を次式で示す特性とするものとする。

【0099】

【数5】

つの組は送信機の直交変換部に入力される時刻が1シンボルシフトした関係にある。

【0103】(A₁, B₁, A₂, B₂)、(A₂, B₂, A₃, B₃)の組み合わせは各々16通りある。この組み合わせを状態とおくことにより、図33に示すトレリス線図を形成すれば良い。信号点S₁、S₂は、データシンボルA₁、B₂が共通する状態どうしをつなぐ状態遷移のブランチにより表すことができる。なお、データシンボルA₂、B₃が異なる状態どうしの間にはブランチは存在しない。

【0104】以降の処理については第1の実施の形態と同様に、信号点S₁、S₂の予想信号点を計算し、ブランチメトリックを演算し、同様の処理を行う事ができる。

【0105】したがって、ウェーブレットの基底関数が6タップで構成されるドブシズウェーブレットの場合でも実施可能であることが示された。同様に、異なるウェーブレットの基底関数を用いることも可能である。

【0106】次に本発明の第5の実施の形態を説明する。図34に示すように、第5の実施の形態に係る受信

機 1 0 E 1 は、第 1 の実施の形態の受信機 1 0 A 1 の直交変換部 1 2 A 1 の出力信号に、更に受信信号系列をそのまま変換することなく出力する出力信号を追加したものである。直交変換部 1 2 E 1 からの出力信号の一つとして、受信信号をそのまま変換出力の信号系列を出力する。これは直交変換の特殊な場合として考える事ができる。その他の構成については第 1 の実施の形態と同様であるため、その説明を省略する。

【0 1 0 7】第 5 の実施の形態の作用を説明する。受信信号系列は、第 1 の実施の形態の際に説明した送信信号そのものであるため、説明を省略する。

【0 1 0 8】図 3 5 に本実施の形態でのトレリス線図の一部を示す。受信信号をそのまま出力した信号系列は信号系列 A、B、C、D が合成されたものである。この信号系列は時間間隔 $T/4$ の信号系列であるため、4 つの信号点 $S_1 \sim S$ を考える。信号点 $S_1 \sim S$ は、各々 1 2 個のデータシンボル $A_1 \sim D$ 、 $A_2 \sim D$ 、 $A_3 \sim D$ により表される。第 4 の実施の形態と同様に考えて、形成したトレリス線図の 1 部を図 3 5 に示す。

【0 1 0 9】ブランチメトリックの演算は、これまでの実施の形態の説明と同様に行う事ができる。

【0 1 1 0】次に、直交変換部 1 2 A 1 の帯域分割フィルタ 2 0 E 1 の出力の処理について説明する。帯域分割フィルタ 2 0 E 1 の出力は、第 1 の実施の形態におけるブランチメトリックの演算と同様の処理を行う。第 1 の実施の形態におけるブランチメトリックは、データシンボル A_1 、 B_1 、 A_2 、 B_2 の組み合わせに対して決まる値である。本実施の形態では、データシンボル A_1 、 B_1 、 A_2 、 B_2 の組み合わせに対して、いずれかの状態が該当する。したがって、第 1 の実施の形態におけるブランチメトリックの演算と同様の処理を行って得られた値を、データシンボル A_1 、 B_1 、 A_2 、 B_2 の組み合わせに該当する状態の第 1 のメトリックとして用いられよい。データシンボル C_1 、 D_1 、 C_2 、 D_2 の組み合わせに対しても同様に処理を行い、第 2 のメトリックとして用いる。各々該当する状態のステートメトリックとして、第 1 のメトリック、第 2 のメトリックの和を用いることにより、第 2 の実施の形態と同様に処理を行うことができる。

【0 1 1 1】次に本発明の第 6 の実施の形態を説明する。図 3 6 に示すように、第 6 の実施の形態に係る受信機 1 0 F 1 は、第 1 の実施の形態の受信機 1 0 A 1 に更に伝送路推定部 4 0 0 F 1 を備えたものである。図 3 7 に示すように、伝送路推定部 4 0 0 F 1 は、1 サンプル遅延素子 4 0 4 と推定された伝送路特性を表す係数 4 0 6 および該係数を更新する推定伝送路特性更新部 4 0 2 とからなる。

【0 1 1 2】第 6 の実施の形態の作用を説明する。伝送路推定部 4 0 0 F 1 では、直交変換部 1 2 F 1 から出力される信号系列と送信データ系列推定部 1 4 F 1 から出

力される各生き残りパスから得られた予想信号系列とを用いて伝送路特性の推定を行い、推定された伝送路特性を出力する。

【0 1 1 3】送信データ系列推定部 1 4 F 1 では、直交変換部 1 2 F 1 から出力される信号と伝送路推定部 4 0 0 F 1 から出力される推定された伝送路特性とを用いて、送信データ系列を推定する。

【0 1 1 4】伝送路推定部 4 0 0 F 1 について図 3 7 を用いて説明する。伝送路推定部 4 0 0 F 1 は従来の伝送路推定と同様の様々なアルゴリズムが使用できるが、本実施の形態では、伝送路推定のために用いる入力信号が従来の場合と異なることが特徴である。伝送路推定部 4 0 0 F 1 として LMS アルゴリズムにより伝送路特性の推定を行う構成例を図 3 7 に示す。

【0 1 1 5】伝送路推定部には、伝送路において歪みや信号強度の変動が生じた信号として、直交変換部 1 2 F 1 からの出力信号 x_k を入力する。同時に、本来歪みや変動が生じていない場合の基準となる信号 d_k を入力する。ここで、時刻 $t = k$ における推定された伝送路の特性を、

【0 1 1 6】

【数 6】

$$g_k(z) = g_k^0 + g_k^1 z^{-1} + g_k^2 z^{-2}$$

【0 1 1 7】と表すことにする。伝送路の特性が正しく推定できている場合には、基準信号に推定された伝送路の特性を畳込んだ信号、即ち 1 サンプル遅延素子 4 0 4 と推定された伝送路特性の係数 4 0 6 を組み合わせて得られる信号 d'_k と直交変換部からの出力信号 x_k とは、等しくなるはずである。したがって、次式が成り立つ。

【0 1 1 8】

【数 7】

$$x_k = g_k^0 d_k + g_k^1 d_{k-1} + g_k^2 d_{k-2}$$

【0 1 1 9】しかし、伝送路の特性が時間とともに変動している場合、上式は等しくならなくなり、誤差が発生する。そのため、誤差信号 e_k を

【0 1 2 0】

【数 8】

$$e_k = x_k - (g_k^0 d_k + g_k^1 d_{k-1} + g_k^2 d_{k-2})$$

【0 1 2 1】として求める。推定伝送路特性更新部 4 0 2 では、この誤差信号 e_k を用いて、次式に従い、伝送路特性の係数 g^0_k 、 g^1_k 、 g^2_k を順次更新する。

【0 1 2 2】

【数 9】

$$\begin{aligned}g_{k+1}^0 &= g_k^0 + \Delta e_k d_k^* \\g_{k+1}^1 &= g_k^1 + \Delta e_k d_{k-1}^* \\g_{k+1}^2 &= g_k^2 + \Delta e_k d_{k-2}^*\end{aligned}$$

【0123】ここで、 Δ は更新を行う時のステップサイズ、*は複素共役を表す。直交変換部からの出力信号 x_i と基準信号 d_i とが入力される毎に以上の処理を繰り返す事で、時間とともに変動する伝送路特性の推定を行うことができる。

【0124】基準信号 d_i は、伝送路特性の影響を受けていない場合に直交変換部12F1から出力されると予想される信号である。この基準信号の系列は、送信データ系列推定部14F1において正しい送信データ系列を表すパス上のブランチのブランチメトリックを演算するために用いる予想信号点 K_1 、 K_2 と同じ信号である。そこで、この予想信号点の系列を伝送路推定部400F1に入力すれば良い。そのためには正しい送信データ系列を表すパスが分かっている必要があるが、ここでは、正しい送信データ系列を表すパスである可能性の高い最尤パスを求める途中の段階の各生き残りパスを利用する。各生き残りパスのブランチメトリックを演算する際に用いた予想信号点 K_1 、 K_2 を伝送路推定部400F1に入力して、時間とともに変動する伝送路特性の推定を行う。なお、生き残りパスは、トレリス線図の状態数と同じ数だけ存在するため、伝送路推定も生き残りパス各々について推定を行う。

【0125】次に、推定された伝送路特性を用いて送信データ系列推定部14F1で系列推定を行う処理について説明する。ブランチメトリックを演算する際に用いる予想信号点 K_1 、 K_2 は、伝送路特性の影響が含まれていない。そこで、その時点で推定されている伝送路特性を用いて、予想信号点 K_1 、 K_2 を補正する。補正後の予想信号点を K'_1 、 K'_2 とする。この補正後の予想信号点を用いてブランチメトリックの演算を行う。

【0126】なお、補正のために用いる伝送路特性は生き残りパス各々について推定されているので、生き残りパス各々からつながる各ブランチに対して、それぞれの生き残りパスに対して推定された伝送路特性を用いれば良い。

【0127】各ブランチメトリックを演算し、パスメトリックの演算を行い、新しい生き残りパスが選択されると、選択された生き残りパスに該当するブランチメトリックの計算に用いた予想信号点 K_1 、 K_2 を、伝送路推定部400F1に対して出力する。

【0128】したがって、ある時点に推定されている伝送路特性を用いて送信データ系列推定を行い、新しい生き残りパスが選択されると、次の時点の伝送路特性推定のための基準信号として予想信号点 K_1 、 K_2 を用いる。即ち、生き残りパス各々について、送信データ系列

推定と伝送路推定を交互に繰り返しながら処理が進められることになる。

【0129】以上説明したように本実施の形態では、時間的に変動する伝送路特性を推定するための伝送路推定部を備えることにより、伝送路特性が時間的に変動する通信環境においても、良好な誤り率特性を得る事が可能となる。更に本実施の形態では、時間間隔がデータシンボルの半分($T/2$)の間隔となる信号系列により伝送路推定を行っている。そのため、従来のデータシンボル毎に伝送路推定を行っている場合に比べて、伝送路の変動が速い場合にも伝送路特性を精度良く推定することができ、誤り率特性を改善することができる。

【0130】本実施の形態では、時間間隔がデータシンボルの半分の間隔となる信号を用いて伝送路推定を行っているが、更に短い間隔の信号が得られる直交変換を用い、その出力信号により伝送路特性の推定することもできる。

【0131】前述した実施の形態では、4タップドブシズ、6タップドブシズのウェーブレット基底関数を説明しているが、本発明はこれに限定されず、その他、10タップドブシズ等の基底関数に適用してもよい。

【0132】また、以上説明した実施の形態では、BPSK変調の場合について示しているが、本発明はこれに限定されず、他の変調方式、例えばQPSK変調、8PSK変調、16QAM変調等も用いる事ができる。また、複数のデータシンボル系列の多重化として4つのデータシンボル系列を多重化した場合について示しているが、本発明はこれに限定されず、多重化数が異なる場合にも用いる事ができる。即ち、4以外の複数のデータシンボル系列を多重化してもよい。なお、分割は、等分割に限定されず、等分割でない場合にも適用してもよい。また、本発明では予め誤り訂正符号化を行う必要はないが、既に誤り訂正符号化を行ってある場合についても用いる事が可能である。

【0133】なお、前述した実施の形態では、直交変換を用いて、送信信号を、該送信信号により表される複数の送信データ系列の内の所定個の送信データ系列を各々表す複数の信号系列に変換しているが、本発明はこれに限定されず、変換結果が予め予想される変換方法であれば何れの変換方法を用いることができる。

【0134】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、送信信号を生成する際に誤り訂正符号化処理しなくても、送信信号により表される複数の送信データ系列を推定することができるので、データを伝送する効率を低下させることなく精度よく送信データ系列を推定することができる、という効果を有する。

【0135】また、本発明は、伝送路推定手段を備えることにより、送受信機間の伝送路特性の推定を行いつつ受信された送信信号により表される複数の送信データ系

列を推定するので、送受信機間の伝送路の特性が時間的に変化する場合においても、送信信号により表される送信データ系列を精度良く推定することができる、という効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】第 1 の実施の形態に係る受信機のブロック図である。

【図 2】第 1 の実施の形態に係る他の受信機を備えた通信システムのブロック図である。

【図 3】送信信号の形成過程を示す図である。

【図 4】送信信号の形成過程を示す他の図である。

【図 5】送信信号の変換過程を示す図である。

【図 6】送信信号の変換過程を示す他の図である。

【図 7】送信信号の変換過程を示す更に他の図である。

【図 8】帯域分割フィルタによる変換を示す図である。

【図 9】帯域分割フィルタによる変換を示す他の図である。

【図 10】帯域分割フィルタによる変換を示す更に他の図である。

【図 11】メイン制御ルーチンを示したフローチャートである。

【図 12】送信データ系列推定部に入力される信号系列の成分を示す図である。

【図 13】トレリス線図である。

【図 14】トレリス線図の形成過程を示した図である。

【図 15】メイン制御ルーチンのステップ 24 のサブルーチンを示したフローチャートである。

【図 16】第 1 の実施の形態における 2 乗ユークリッド距離を説明するための図である。

【図 17】メイン制御ルーチンのステップ 26 のサブルーチンを示したフローチャートである。

【図 18】第 1 の実施の形態におけるバスメトリックの演算方法を示した図である。

【図 19】復号データを選択する方法を示した図である。

【図 20】第 2 の実施の形態に係る受信機のブロック図である。

【図 21】第 2 の実施の形態に係る他の受信機のブロック図である。

【図 22】第 2 の実施の形態に係る更に他の受信機のブロック図である。

【図 23】第 2 の実施の形態におけるメイン制御ルーチンを示したフローチャートである。

【図 24】メイン制御ルーチンのステップ 60 のサブルーチンを示したフローチャートである。

【図 25】第 2 の実施の形態における 2 乗ユークリッド距離を説明するための図である。

【図 26】第 2 の実施の形態におけるバスメトリックの演算方法を示した図である。

【図 27】第 3 の実施の形態に係る受信機のブロック図

である。

【図 28】第 3 の実施の形態に係る他の受信機のブロック図である。

【図 29】各々異なる時間窓幅の 2 つのフーリエ変換による出力内容を示した図である。

【図 30】メイン制御ルーチンを示したフローチャートである。

【図 31】第 4 の実施の形態に係る受信機のブロック図である。

【図 32】第 4 の実施の形態に係る帯域分割フィルタによる変換を示す図である。

【図 33】第 4 の実施の形態に係るトレリス線図である。

【図 34】第 5 の実施の形態に係る受信機のブロック図である。

【図 35】第 5 の実施の形態に係るトレリス線図の一部を示す図である。

【図 36】第 6 の実施の形態に係る受信機のブロック図である。

【図 37】伝送路特性推定部の詳細ブロック図である。

【図 38】従来技術に係る通信システムのブロック図である。

【図 39】従来技術に係る他の通信システムのブロック図である。

【図 40】帯域合成フィルタの詳細ブロック図である。

【図 41】帯域分割フィルタの詳細ブロック図である。

【図 42】ウェーブレットパケットによる分割を行う場合の種々の直交変換部の構成を示したブロック図である。

【図 43】誤り訂正符号化及び誤り訂正符号化に対応する復号処理する場合の通信システムの概略ブロック図である。

【図 44】誤り訂正符号化に対応する復号処理と伝送路特性の推定を行う受信機の概略ブロック図である。

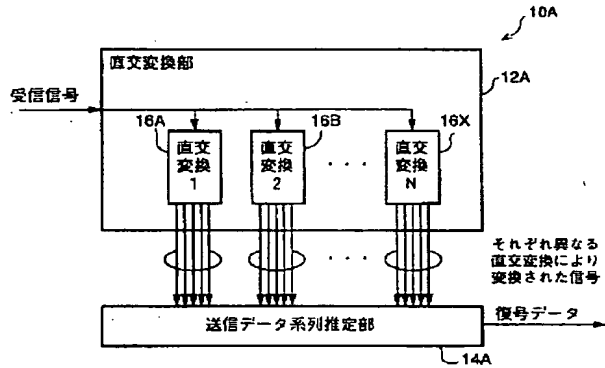
【符号の説明】

10A1	受信機
12A1	直交変換部（変換手段）
14A1	送信データ系列推定部（系列推定手段）
10B3	受信機
12B3	直交変換部（変換手段）
14B3	送信データ系列推定部（系列推定手段）
10C1	受信機
12C1	直交変換部（変換手段）
14C1	送信データ系列推定部（系列推定手段）
10D1	受信機
12D1	直交変換部（変換手段）
14D1	送信データ系列推定部（系列推定手段）
10E1	受信機
12E1	直交変換部（変換手段）
14E1	送信データ系列推定部（系列推定手段）

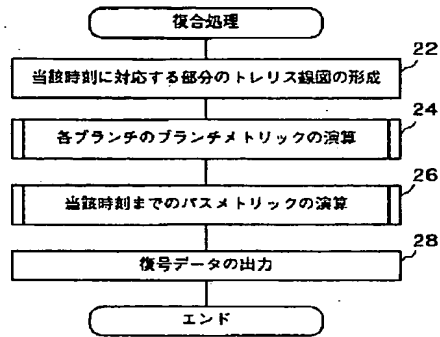
1 0 F 1 受信機
 1 2 F 1 直交変換部 (変換手段)
 1 4 F 1 送信データ系列推定部 (系列推定手段)

4 0 0 F 1 伝送路推定部 (伝送路推定手段)

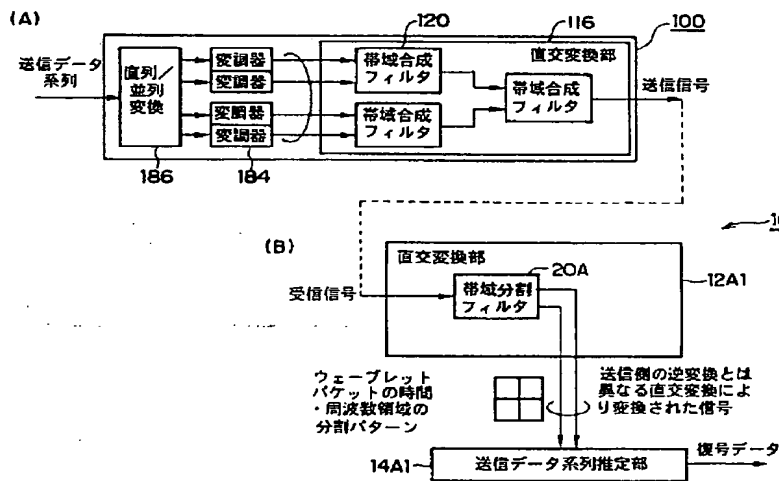
【図 1】



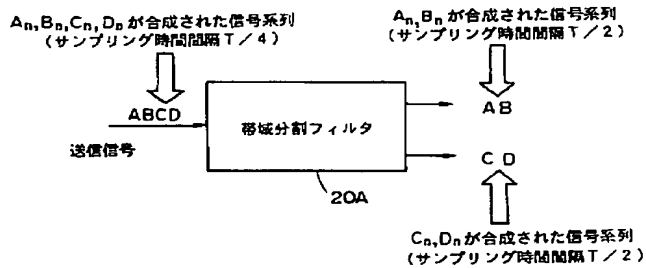
【図 11】



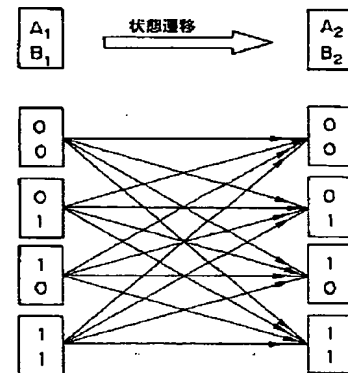
【図 2】



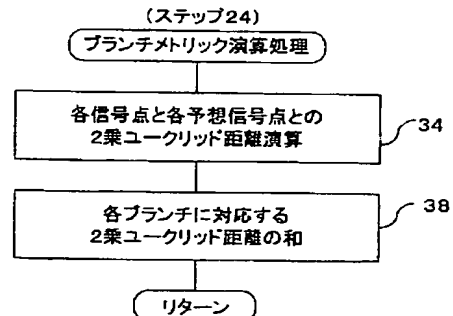
【図 8】



【図 13】



【図 15】



【圖 19】

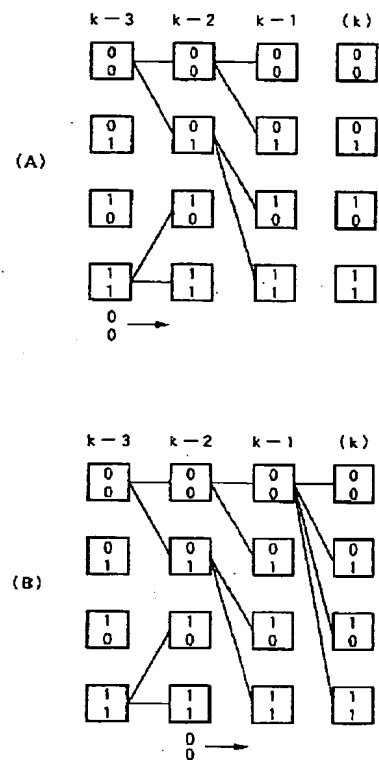


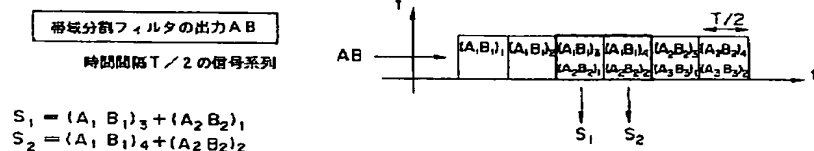
Figure 1 is a block diagram of a signal processing system. The system consists of the following components and signal flows:

- Inputs:** Four input signal series are provided:
 - Series A: $\dots A_3 A_2 A_1$
 - Series B: $\dots B_3 B_2 B_1$
 - Series C: $\dots C_3 C_2 C_1$
 - Series D: $\dots D_3 D_2 D_1$
- Band Synthesis Filters (120):** There are two identical filters, each labeled "帯域合成フィルタ" (Band Synthesis Filter) and "120".
 - The first filter receives inputs A and B.
 - The second filter receives inputs C and D.
- Intermediate Signal Series:**
 - From the first filter, a signal series A_n, B_n is output, labeled "A B".
 - From the second filter, a signal series C_n, D_n is output, labeled "C D".
- Final Band Synthesis Filter:** A third "帯域合成フィルタ" (Band Synthesis Filter) receives the intermediate series A B and C D as inputs.
- Output:** The final output is a signal series labeled "ABCD", which is the "送信信号" (Transmitted Signal).

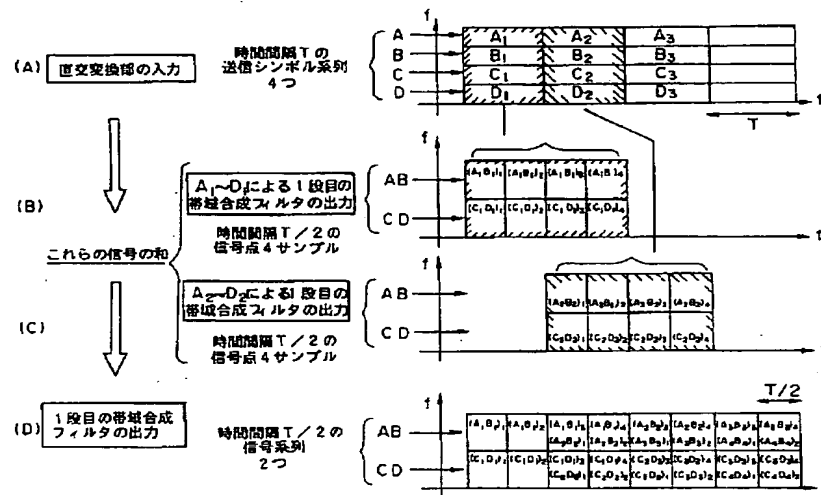
Labels and annotations in the diagram include:

- At the top: A_n, B_n, C_n, D_n は変調された送信データシンボル系列 (Sampling time interval T)
- Between the first filter and the second: A_n, B_n が合成された信号系列 (Sampling time interval $T/2$)
- Between the second filter and the final filter: C_n, D_n が合成された信号系列 (Sampling time interval $T/2$)
- Between the final filter and the output: A_n, B_n, C_n, D_n が合成された信号系列 (Sampling time interval $T/4$)

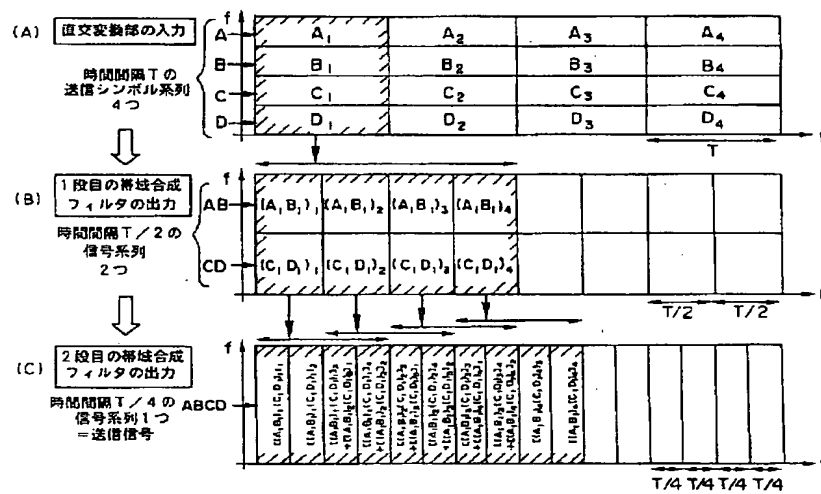
【图 1.2】



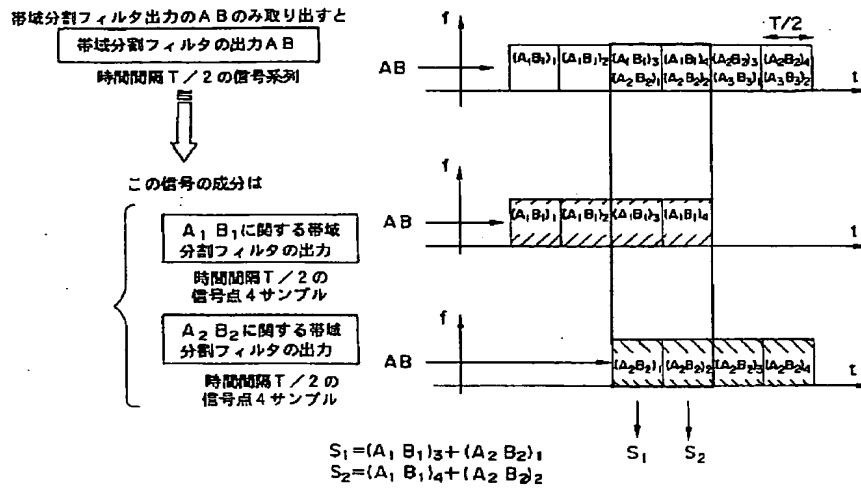
【図 5】



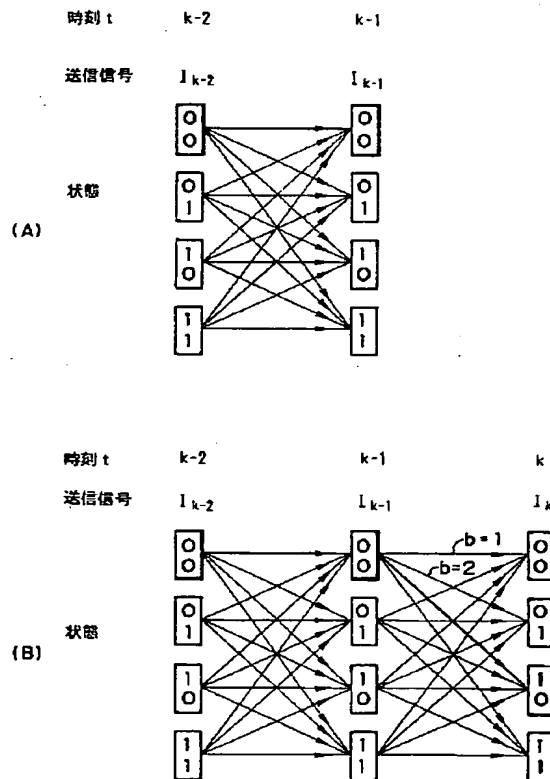
【図 6】



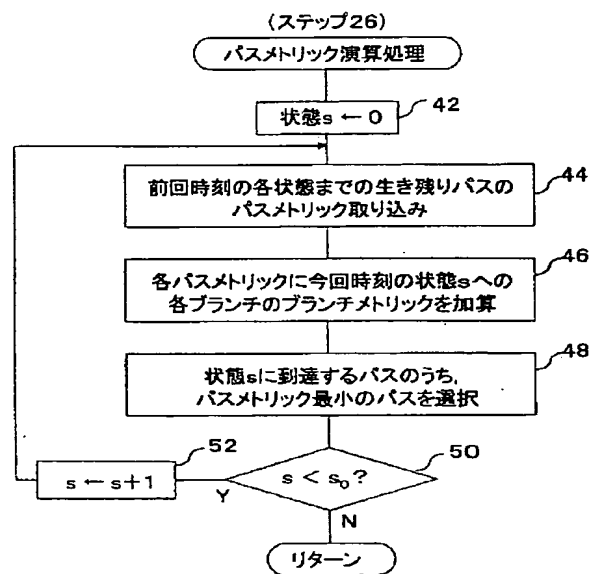
【図 10】



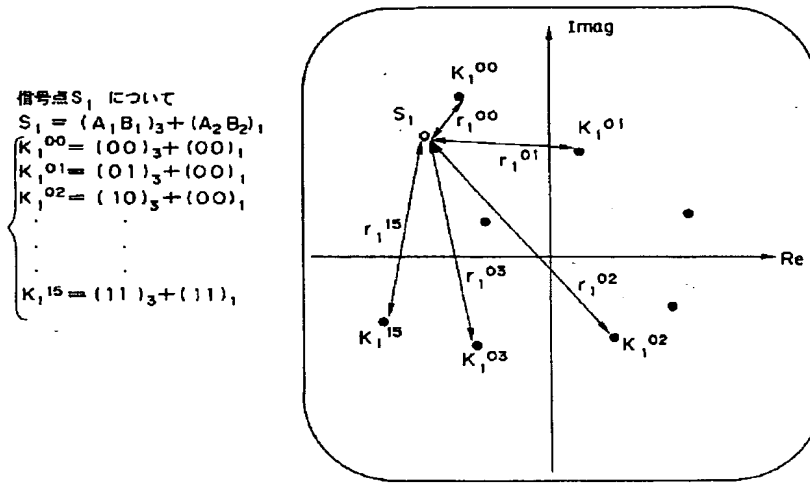
【図 14】



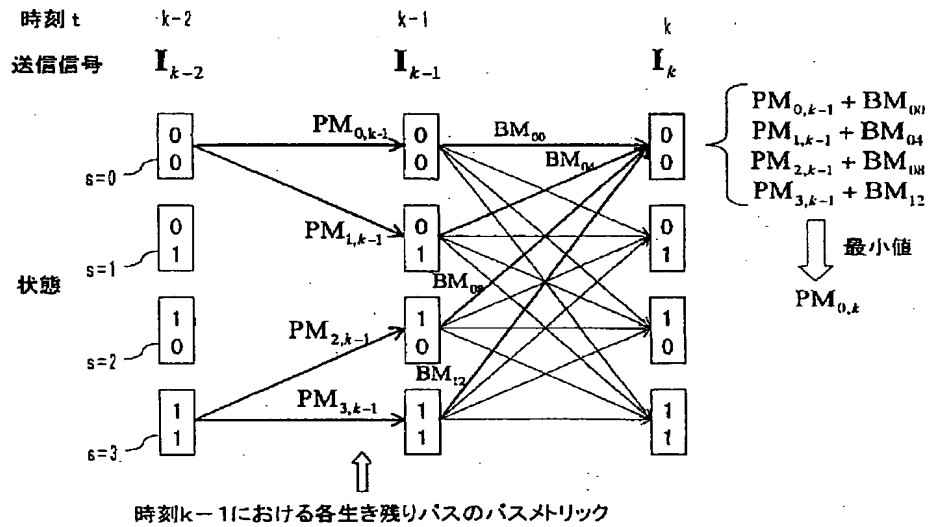
【図 17】



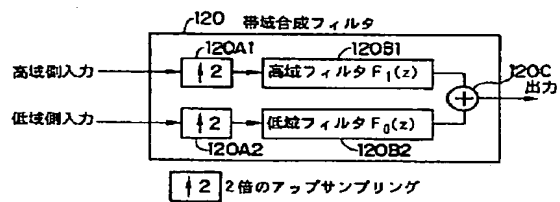
【図 1 6】



【図 1 8】

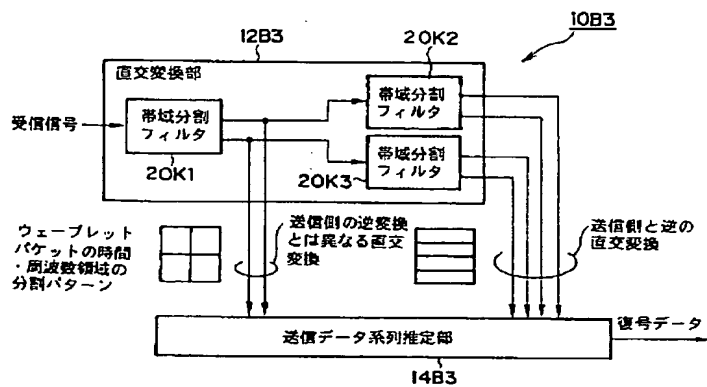


【圖 40】

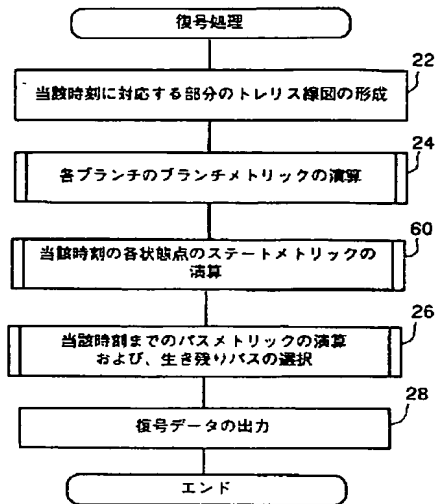


10B2

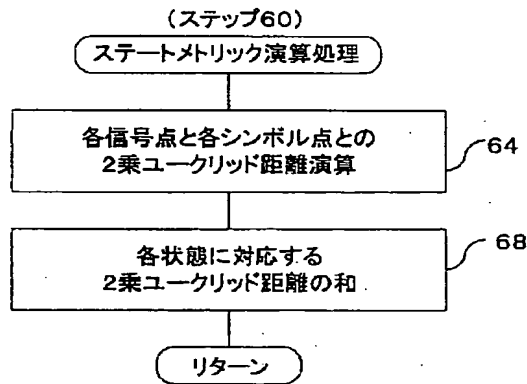
10B3



【図23】

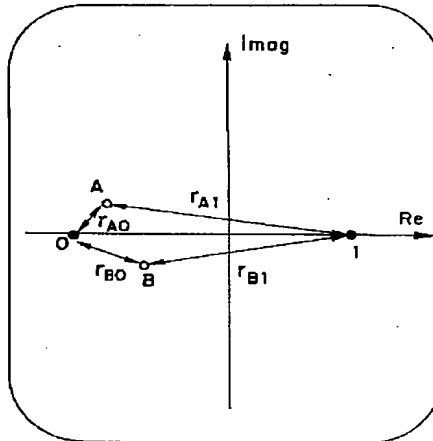


【図24】

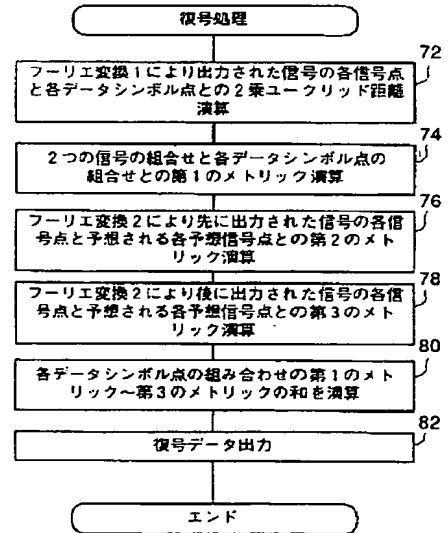


【図25】

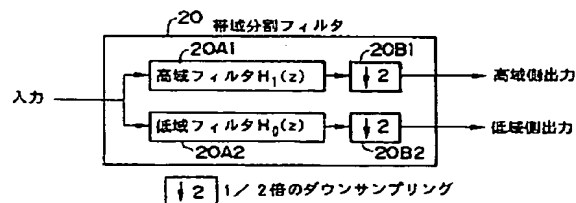
$AB=00$: 距離 r_{A0} 、 r_{B0} から求める。
 $AB=01$: 距離 r_{A0} 、 r_{B1} から求める。
 $AB=10$: 距離 r_{A1} 、 r_{B0} から求める。
 $AB=11$: 距離 r_{A1} 、 r_{B1} から求める。



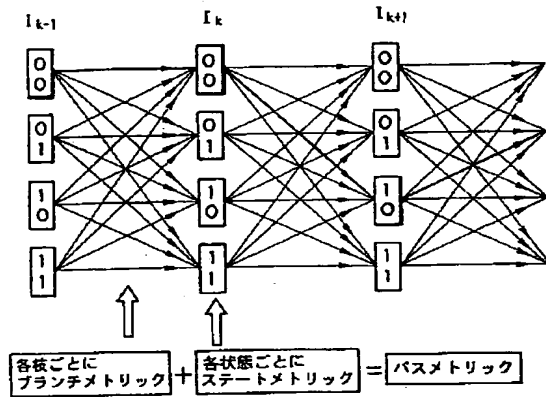
【図30】



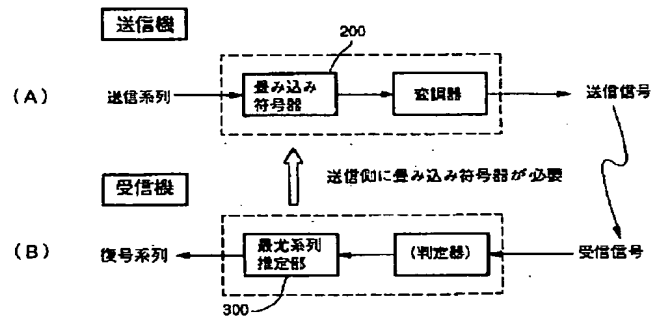
【図41】



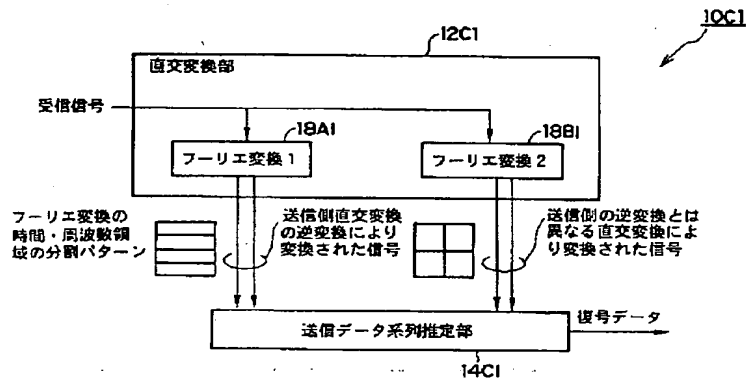
【図 26】



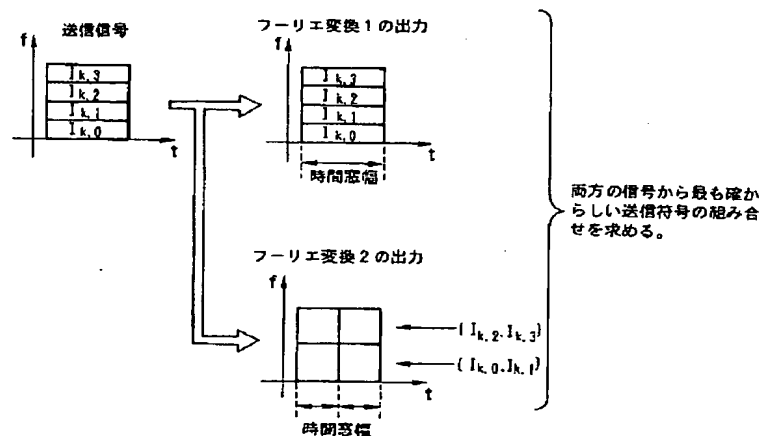
【図 43】



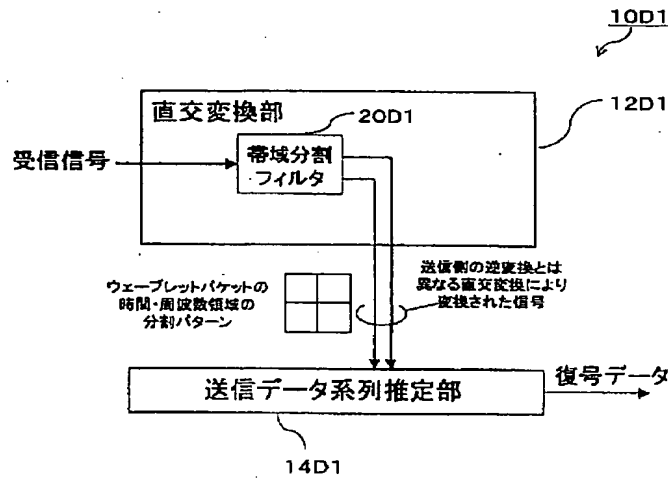
【図 28】



【図 29】

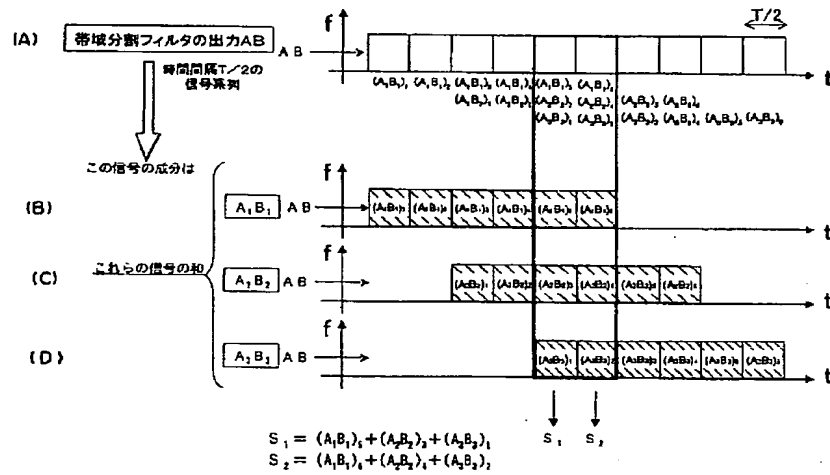


【図 3 1】

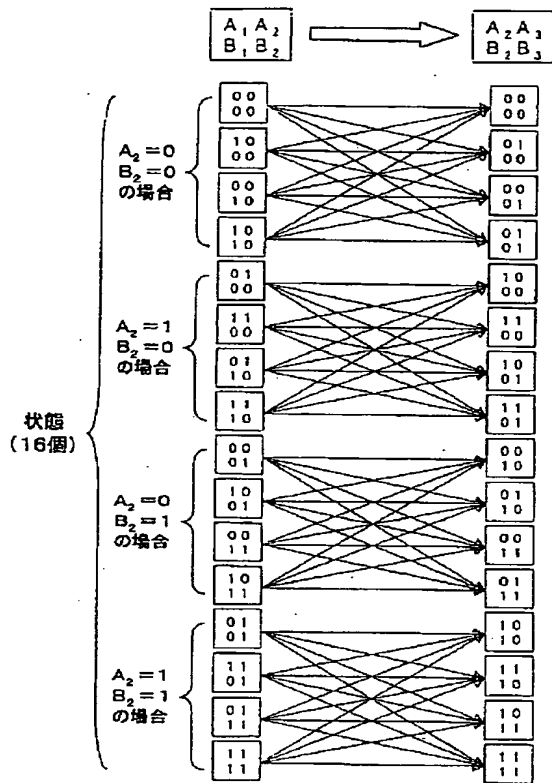


【図 3 2】

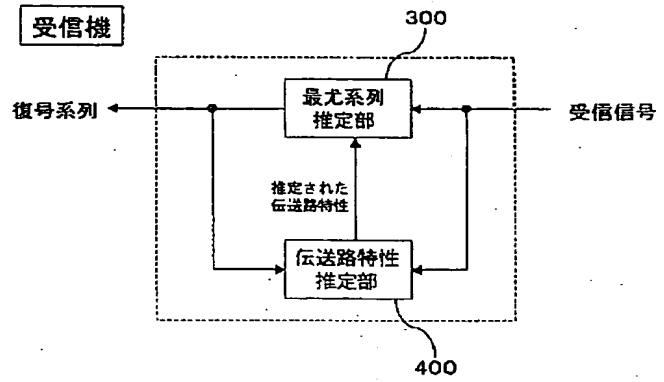
直交変換出力信号 (A Bのみを图示)



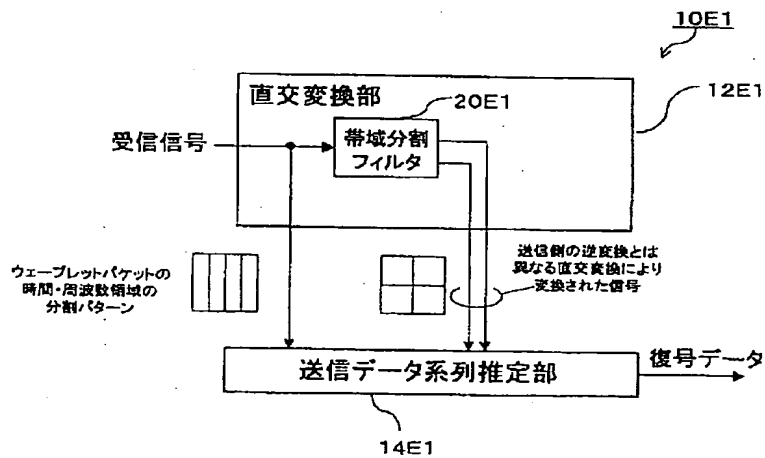
【図 3 3】



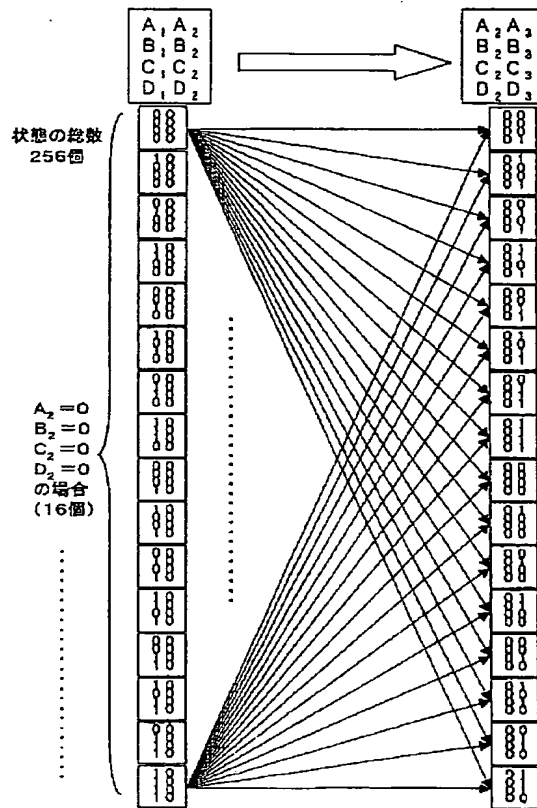
【図 4 4】



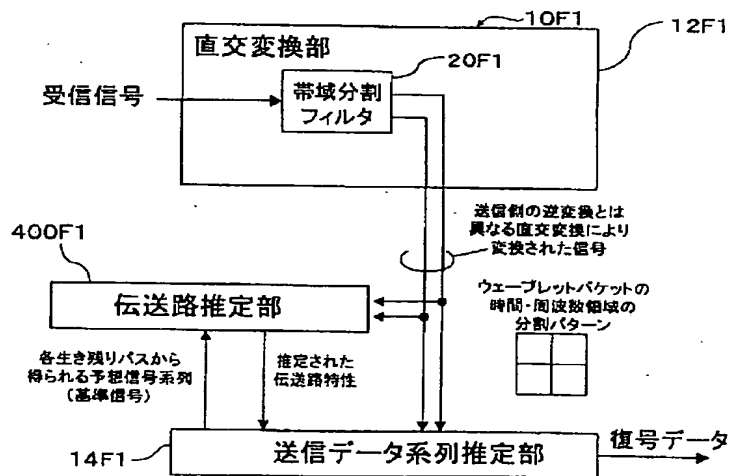
【図 3 4】



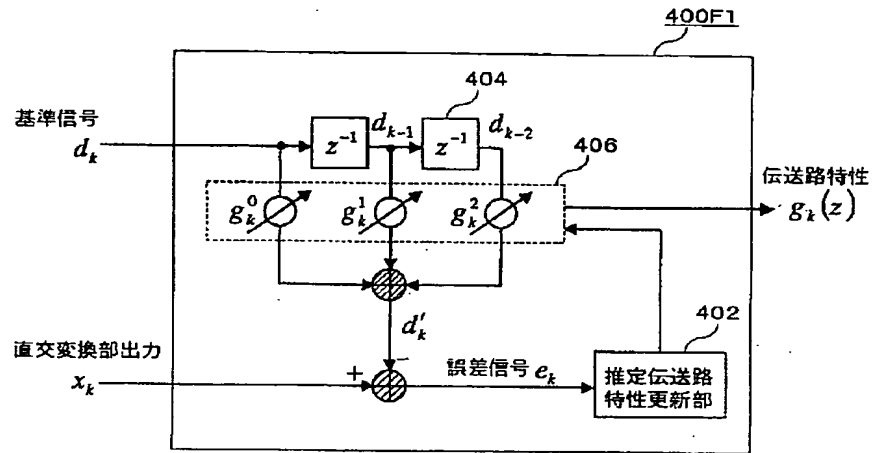
【図 3 5】



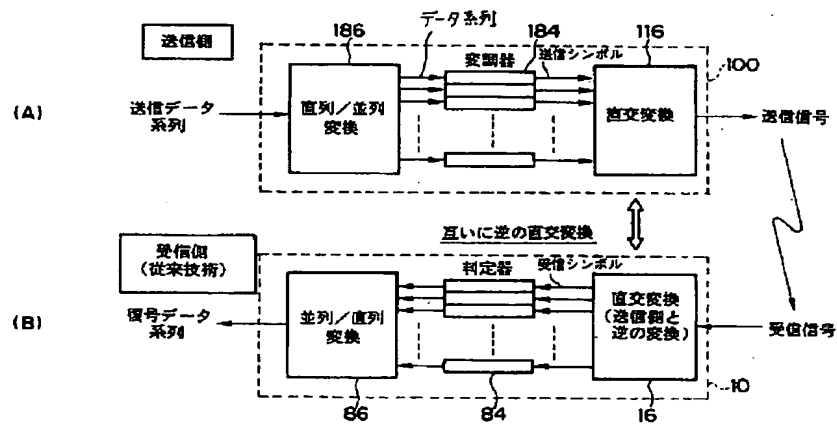
【図 3 6】



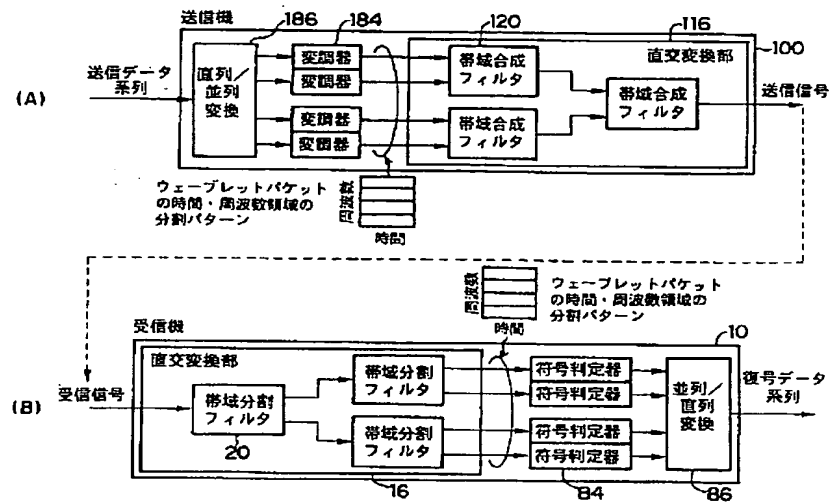
【図 3 7】



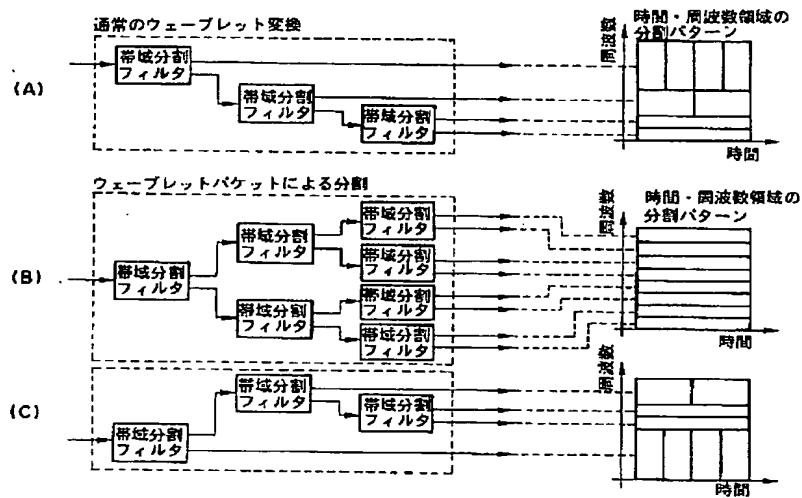
【図 3 8】



【図 3 9】



【図 4 2】



(19) Japanese Patent Office (JP)

(12) Publication of Unexamined Patent Application (A)

(11) Publication Number of Unexamined Patent Application:

JP-A-11-252031

(43) Date of Publication of Application: September 17, 1999

(51) Int. Cl.⁶

H04J 1/00

H03M 13/12

H04J 11/00

H04L 25/08

27/22

Identification Number

FI

H04J 1/00

H03M 13/12

H04J 11/00 Z

H04L 25/08 B

27/22 Z

Request for Examination: Not made

Number of Claims 5

OL (28 pages in total)

(21) Application Number: Application Number Hei-10-53364

(22) Application Date: March 5, 1998

(71) Applicant: 000003609

Toyota Central R&D Labs., Inc.

41-1, Aza-Yokomichi, Ohiaza-Nagakute, Nagakute-cho,
Aichi-gun, Aichi

(72) Inventor: SUZUKI TOKUSHIYOU

c/o, Toyota Central R&D Labs., Inc.

41-1, Aza-Yokomichi, Ohiaza-Nagakute, Nagakute-cho,
Aichi-gun, Aichi

(72) Inventor: FUJIMOTO YOSHITOSHI

c/o, Toyota Central R&D Labs., Inc.

41-1, Aza-Yokomichi, Ohiaza-Nagakute, Nagakute-cho,
Aichi-gun, Aichi

(72) Inventor: SHIBATA TSUGUYUKI

c/o, Toyota Central R&D Labs., Inc.

41-1, Aza-Yokomichi, Ohiaza-Nagakute, Nagakute-cho,
Aichi-gun, Aichi

(74) Agent: Patent Attorney NAKAJIMA ATSUSHI OTHER ONE

(54) [Title of the Invention] Receiver

(57) [Abstract]

[Problem] A transmission data sequence is estimated highly accurately without degrading the efficiency of transmitting data.

[Means for Resolution] A transmitter 100 transmits a transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed. A receiver 10A1 receives the

transmitting signal. An orthogonal transforming part 12A1 transforms the received transmitting signal into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in the plurality of the transmission data sequences indicated by the transmitting signal. A transmission data sequence estimating part 14A1 estimates the transmission data sequence indicated by the transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences.

[Claims]

[Claim 1]

A receiver comprising:

receiving means operable to receive a transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed;

transform means operable to transform the transmitting signal received by the receiving means into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in the plurality of transmission data sequences indicated by the transmitting signal; and

sequence estimating means operable to estimate a

plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences.

[Claim 2]

The receiver according to claim 1, further comprising:
transmission path estimating means operable to estimate a transmission path characteristic between a transmitter and a receiver based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences,

wherein the sequence estimating means is operable to estimate a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences and a transmission path characteristic estimated by the transmission path estimating means.

[Claim 3]

The receiver according to claim 1 or 2, wherein the transmitting signal is a signal that is multiplexed in accordance with a predetermined first orthogonal transform,

and

the transform means transforms the received transmitting signal into a plurality of signal sequences in accordance with at least one or more of second orthogonal transforms different from each other which are different from an inverse transform of the first orthogonal transform.

[Claim 4]

The receiver according to claim 1 or 2, wherein the transmitting signal is a signal that is multiplexed in accordance with a predetermined first orthogonal transform, and

the transform means transforms the received transmitting signal into a plurality of signal sequences in accordance with at least one or more of second orthogonal transforms different from each other which are different from an inverse transform of the first orthogonal transform and in accordance with an inverse transform of the first orthogonal transform.

[Claim 5]

The receiver according to claim 3 or 4, wherein the second orthogonal transforms are performed using separation according to wavelet packets, or using Fourier transform.

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Technical Field to which the Invention Belongs]

The present invention relates to a receiver, more

specifically to a receiver which receives a transmitting signal that a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed and estimates a plurality of the transmission data sequences indicated by the received transmitting signals.

[0002]

[Prior Art]

Heretofore, as shown in Fig. 38, a communication system is proposed which includes a transmitter 100 which uses an orthogonal transforming part 116 to multiplex a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences to form a transmitting signal for sending the formed transmitting signal; and a receiver 10 which receives the transmitting signal, uses an orthogonal transforming part 16 to separate the received transmitting signal into each of the signal sequences before multiplexed so that the multiplexed signal sequences do not have interference with each other, determines the symbol (phase-amplitude) of the separated signal sequences by determinators 84, and outputs the result as decoded data through a parallel/serial converter circuit 86, the orthogonal transforming part 16 operable to perform an inverse orthogonal transform of the orthogonal transform done by the transmitter 100.

[0003]

Here, a communication mode in which the inverse discrete Fourier transform is performed in the orthogonal transform on the transmission side and the discrete Fourier transform is performed in the orthogonal transform on the receiving side is known as the orthogonal frequency division multiplexing mode which is one type of multi-carrier modulation modes, and is decided that it is adopted for terrestrial digital television broadcasting (see John A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come," the IEEE Communications Magazine, pp. 5-14, May 1990; and Ai'ichiro Tsuzuku, "OFDM modulation and demodulation mode", the Electronics, Information and Communication Engineers Magazine, Vol. 79, No. 8, pp. 831-834, 1996).

[0004]

In addition, a communication mode is also proposed in which synthesis is performed in accordance with the inverse discrete wavelet transform or wavelet packets in the orthogonal transform on the transmission side, and separation in accordance with the discrete wavelet transform or wavelet packets is used for the orthogonal transform on the receiving side (see the following References, G. W. Wornell, A. V. Oppenheim, "Wavelet-Based Representation for a Class of Self-Similar Signals with Application to Fractal Modulation," IEEE Trans. Information Theory, Vol. 38, pp. 785-800, March 1992; M. A. Tzannes, M. C. Tzannes, J. Proakis, and P. N. Heller,

"DMT systems, DWMT Systems and Digital Filter Banks," IEEE Proceedings of ICC' 94; and A. R. Lindsey, et al., "Wavelet Packet Modulations: A generalized method for orthogonally multiplexed communications," IEEE Proceedings of SSST'95, March 1995).

[0005]

Fig. 39 shows an exemplary configuration of a transmitter 100 and a receiver 10 in the case in which the separation and synthesis according to wavelet packets is used as the orthogonal transform to multiplex signal sequences. Fig. 39 shows the case as an example which uses a separation pattern in which a band is uniformly separated into four areas in a separation pattern of the temporal and frequency domains of the wavelet packet. In an orthogonal transforming part 116 of the transmitter 100, four signal sequences are combined to form a transmitting signal. In the receiver 10, after the transmitting signal is received, an orthogonal transforming part 16 separates the signal in the separation pattern of the same wavelet packet as that in the orthogonal transform done by the transmitter 100 to obtain signal sequences before multiplexed.

[0006]

Here, the orthogonal transforming part operable to perform separation and synthesis according to wavelet packets can be configured of a plurality of band synthesis filters 120

on the transmitter 100, and a band separation filter 20 on the receiver 10.

[0007]

Here, as shown in Fig. 40, in the band synthesis filter 120 on the transmitter 100, sampling circuits 120A1 and 120A2 up-sample and double the sampling rates of the signal that is assigned to the frequency band on the high frequency side and the signal that is assigned to the frequency band on the low frequency side, the signals sampled by the sampling circuits 120A1 and 120A2 are transformed into the signals of the frequency bands on the high frequency side and on the low frequency side using a high-pass filter 120B1 and a low-pass filter 120B2, the signals passed through the high-pass filter 120B1 and the low-pass filter 120B2 are combined by a synthesizer 120C. The filter characteristics of the high-pass filter 120B1 and the low-pass filter 120B2 are properly set depending on the basis function of the wavelet for use. For example, the following is the case of the Daubechies wavelet (the configuration in accordance with a four tap FIR filter).

[0008]

[Equation 1]

[0009]

On the other hand, as shown in Fig. 41, in a band synthesis filter 20 on the receiver 10 side, an input signal is applied

to a high-pass filter 20A1 and a low-pass filter 20A2, the sampling rate is down-sampled to a half of the rate by sampling circuits 20B1 and 20B2, and the input signal is separated into the signals on the high frequency side and on the low frequency side. The filter characteristics of the high-pass filter 20A1 and the low-pass filter 20A2 are properly set depending on the basis function of the wavelet for use. For example, the following is the case of the Daubechies wavelet (the configuration in accordance with a four tap FIR filter).

[0010]

[Equation 2]

[0011]

On the other hand, Figs. 42(A) to 42(C) show the configuration of the orthogonal transforming part when separation is performed according to wavelet packets in the orthogonal transforming part 16 on the receiver 10 side. As shown in Fig. 42(A), when such a configuration is formed in which band separation filters are in turn connected to the output of the band separation filter on the low frequency side, the normal wavelet transform is formed. In the normal wavelet transform, the input signal is separated in a separation pattern as shown in the right area in Fig. 42(A). The separation pattern shows that the signals on the higher frequency side are separated into signals with a widened

frequency band width and a shortened time interval and that the signals on the lower frequency side are separated into signals with a narrowed frequency band width and a lengthened time interval. In addition, as the number of stages to connect the band separation filters is increased, the frequency band on the low frequency side is separated finer. Since the sampling rate is sequentially transformed, the signals are outputted one by one to rectangles each indicating the separated area on the time base. The separation according to wavelet packets is that the band separation filters are connected by a given combination. As shown in Fig. 42(B) and 42(C), various separation patterns can be implemented depending on the ways to connect.

The wavelet packet is significantly advantageous in that the separation pattern of the temporal and frequency domains can be set depending on the purposes.

[0012]

Moreover, in the case of the inverse wavelet transform, the band synthesis filters are in turn connected from the lower frequency side. In addition, in the synthesis according to wavelet packets, the band synthesis filters are connected in the order corresponding to the connection of the band separation filters on the receiver side.

[0013]

For the other typical orthogonal transforms, there are

the discrete cosine transform, the discrete sine transform, Walsh Hadamard transform, Karhunen-Loeve transform, and so on.

[0014]

On the other hand, in the communication system, noise and distortion, for example, are mixed in the transmitting signal in a communication path, and it is highly likely to transmit transmission data sequences wrong. Thus, the decoding error rate is high. Therefore, it is necessary that the influence of the occurrence of error in the communication path is suppressed to improve the reliability of the use of the communication path. Then, in the conventional manners, error correcting coding is applied to transmission data (message) in advance, and in the receiver, the transmission data is decoded by a decoding process corresponding to error correcting coding. For example, as shown in Fig. 43(A), a convolutional coder 200 on the transmitter side performs convolutional coding in advance. As shown in Fig. 43(B), a maximum likelihood sequence estimating part 300 on the receiver side performs maximum likelihood sequence estimation which is one type of decoding for the convolutional code. Moreover, the convolutional code is a scheme in which a plurality of transmission data sequences is divided into a plurality of blocks of transmission data sequences, and the coding of the transmission data sequence of each block is depended on the transmission data sequences of the previous blocks, not

performed for every block separately. In addition, the maximum likelihood sequence estimation is known as a decoding scheme that can most reduce the error rate when information on the transmission side is at random. Moreover, in the maximum likelihood sequence estimation, there is the Viterbi algorithm as the algorithm that efficiently estimates the most likely sequence (see, "Joho Riron", Shoko-do (1987); and "2-hugo Riron", the Society of Electronics, Information and Communication (1990)). In addition to these, for sequence estimation, maximum a posteriori probability estimation (MAP), for example, may be used. In addition, there is also a scheme that estimates sequences by repetitive operations based on reliability information about information.

[0015]

Furthermore, when the communication system is used in an environment in which the transmission path characteristic between a transmitter and a receiver fluctuates over time as in a mobile communication environment, it is highly likely that great distortions occur and fluctuations in the signal strength occur in the transmitting signal in the transmission path between the transmitter and the receiver to transmit the transmission data sequences wrong. Therefore, the complex error rate is high. Then, in the conventional manners, the transmission path characteristic is estimated to correct the influence of the transmission path. For example, as shown in

Fig. 44, a receiver is proposed in which a transmission path characteristic estimating part 400 is additionally provided to the receiver shown in Fig. 43(B). In the receiver shown in Fig. 44, in the transmission path characteristic estimating part 400, the transmission path characteristic is estimated based on the received signal and decoded data that is the result of determining the received signal, and in a maximum likelihood sequence estimating part 300, the most likely sequence is estimated including the influence of the estimated transmission path characteristic. Moreover, for the transmission path estimation, the steepest slope method, the least square (LMS) algorithm, the recurrence least square (RLS) algorithm and so on are used (see, "Dejitaru Singo Syori no Kiso", the Society of Electronics, Information and Communication (1988)).

[0016]

[Problems that the Invention is to Solve]

However, when error correcting coding is performed in order to improve the reliability in data transmission, the transmitting signal becomes redundant to degrade the efficiency of transmitting data. On the other hand, when error correcting coding is not performed in order to avoid the degraded efficiency of transmitting data, the transmission data sequence cannot be estimated highly accurately.

[0017]

In addition, in communication environments in which the transmission path characteristic fluctuates over time, even though the transmission path estimation is performed, the transmission path characteristic cannot be estimated highly accurately when temporal fluctuations are fast. In other words, the transmission data sequence cannot be estimated highly accurately.

[0018]

The invention has been made in view of the facts. An object is to propose a receiver which can estimate a transmission data sequence highly accurately without degrading the efficiency of transmitting data.

[0019]

[Means for Solving the Problems]

In order to achieve the object, a receiver according to the invention includes: a receiving means operable to receive a transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed; a transform means operable to transform the transmitting signal received by the receiving means into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in a plurality of transmission data sequences indicated by the transmitting signal; and a sequence estimating means operable to estimate a plurality of transmission data sequences

indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences.

[0020]

In other words, the receiving means receives the transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed. The transform means transforms the transmitting signal received by the receiving means into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in the plurality of the transmission data sequences indicated by the transmitting signal.

[0021]

Each of the plurality of the signal sequences thus transformed by the transform means represents a predetermined number of the transmission data sequences in the plurality of the transmission data sequences indicated by the transmitting signal. Therefore, it is considered that each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means is the signal sequence in which a kind of interference occurs between the data symbols of the data symbol sequence representing a predetermined number of the transmission data

sequences.

[0022]

Moreover, when the transmitting signal is the signal multiplexed in accordance with a predetermined first orthogonal transform, the transform means may transform the transmitting signal into a plurality of signal sequences in accordance with at least one or more of second orthogonal transforms different from each other which are different from an inverse transform of the first orthogonal transform. In addition, the transform means may transform the transmitting signal into a plurality of signal sequences using at least one or more of second orthogonal transforms different from each other which are different from an inverse transform of the first orthogonal transform and further an inverse transform of the first orthogonal transform. In these cases, the second orthogonal transform may be performed using separation according to wavelet packets or the Fourier transform.

[0023]

Then, the sequence estimating means estimates a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences.

[0024]

As described above, since a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal is estimated based on each of the plurality of the signal sequences in which it is considered that a kind of interference occurs between data symbols and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences, the transmission data sequence indicated by the transmitting signal can be estimated without performing the error correcting coding process in generating the transmitting signal. Therefore, a transmission data sequence can be estimated highly accurately without degrading the efficiency of transmitting data.

[0025]

Furthermore, a receiver according to the invention may include a transmission path estimating means operable to estimate a transmission path characteristic between a transmitter and a receiver based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences, wherein the sequence estimating means is operable to estimate a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each

of the plurality of the signal sequences and a transmission path characteristic estimated by the transmission path estimating means.

[0026]

In other words, the transmission path estimating means estimates a transmission path characteristic between a transmitter and a receiver based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences.

[0027]

Then, the sequence estimating means estimates a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences and a transmission path characteristic estimated by the transmission path estimating means.

[0028]

As described above, the transmission path estimating means is provided, whereby a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal is estimated while a transmission path characteristic between the transmitter and the receiver is estimated. Therefore, a

transmission data sequence indicated by the transmitting signal can be estimated highly accurately even though the characteristic of the transmission path between the transmitter and the receiver fluctuates over time.

[0029]

Moreover, as described above, a communication system is proposed, which includes: a transmitter operable to transmit a transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed; and a receiver having: a receiving means operable to receive a transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed; a transform means operable to transform the transmitting signal received by the receiving means into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in a plurality of transmission data sequences indicated by the transmitting signal; and a sequence estimating means operable to estimate a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences.

[0030]

In addition, a communication system is proposed which includes: a transmitter operable to transmit a transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed; and a receiver having: a receiving means operable to receive a transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed; a transform means operable to transform the transmitting signal received by the receiving means into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in a plurality of transmission data sequences indicated by the transmitting signal; a transmission path estimating means operable to estimate a transmission path characteristic between a transmitter and a receiver based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences; and a sequence estimating means operable to estimate a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the signal sequences transformed by the transform means and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences and a transmission path characteristic estimated by the

transmission path estimating means.

[0031]

Furthermore, a decoding method is proposed, which includes the steps of: transforming a received transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in a plurality of transmission data sequences indicated by the transmitting signal; and estimating a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the transformed signal sequences and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences.

[0032]

In addition, a decoding method is proposed, which includes the steps of: transforming a received transmitting signal in which a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in a plurality of transmission data sequences indicated by the transmitting signal; estimating a transmission path characteristic between a transmitter and a

receiver based on each of the plurality of the transformed signal sequences and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences; and estimating a plurality of transmission data sequences indicated by the received transmitting signal based on each of the plurality of the transformed signal sequences and each of a plurality of expected signal sequences to be expected for each of the plurality of the signal sequences and an estimated transmission path characteristic.

[0033]

[Mode for Carrying Out the Invention]

Hereinafter, a first embodiment according to the invention will be described in detail with reference to the drawings.

[0034]

As shown in Fig. 1, a receiver 10A according to the embodiment has a receiving circuit, not shown, operable to receive a transmitting signal that a plurality of data symbol sequences each indicating a plurality of transmission data sequences is multiplexed in accordance with a predetermined first orthogonal transform; an orthogonal transforming part 12A (orthogonal transform circuits 16A, 16B, ..., 16X) operable to transform a transmitting signal received by the receiving circuit into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in the

plurality of the transmission data sequences indicated by the transmitting signal in accordance with at least one or more of second orthogonal transforms different from each other which are different from an inverse transform of the first orthogonal transform; and a transmission data sequence estimating part 14A operable to estimate a plurality of a transmission data sequences indicated by the transmitting signal based on a plurality of signal sequences each outputted from the orthogonal transforming part 12A and a plurality of expected signal sequences each expected for each of the plurality of the signal sequences. Moreover, in Fig. 1, the orthogonal transforming part 12A having the orthogonal transform circuits 16A, 16B, ..., 16X is shown, but only the orthogonal transform circuit 16A may be provided. In other words, the orthogonal transforming part 12A may be configured of a single orthogonal transform circuit 16A operable to perform an orthogonal transform different from the inverse transform of the first orthogonal transform.

[0035]

Fig. 2 shows a communication system having a transmitter 100 in the same configuration as that of the transmitter before (see Fig. 39(A)), and a receiver 10A1 operable to perform an orthogonal transform different from the inverse transform of the orthogonal transform done on the transmitter side.

[0036]

Here, for the orthogonal transform performed on the transmitter side, an example is taken and described in which synthesis is performed according to wavelet packets to multiplex four data symbol sequences. Moreover, the modulation mode is the BPSK modulation, and the basis function of the wavelet is the Daubechies wavelet (the configuration of a four tap FIR filter).

[0037]

On the other hand, the receiver 10A1 has an orthogonal transforming part 12A1 and a transmission data sequence estimating part 14A1. The orthogonal transforming part 12A1 has a single band separation filter 20A. Thus, the separation pattern of the wavelet packet is different from that on the transmission side. Accordingly, the orthogonal transform output (signal sequence) is obtained that is different from that on the transmission side.

[0038]

Next, the operation of the first embodiment will be described. As shown in Fig. 3(A), transmission data to transmit is inputted to a serial/parallel converter circuit 186 of the receiver 100.

[0039]

The serial/parallel converter circuit 186 transforms four items A to D of inputted transmission data each into parallel transmission data sequences, and then inputs them to

modulators 184. Moreover, Fig. 3(A) shows the case in which for the four parallel transmission data sequences A to D, the first one is denoted by 0110, and the next one is denoted by 1110. As shown in Fig. 3(B), each of the modulators 184 transforms each of the inputted transmission data sequences into a symbol indicating transmission data, and inputs them as transmission data symbol sequences to an orthogonal transforming part 116.

[0040]

As shown in Fig. 4, transmission data symbol sequences A_n and B_n among transmission data symbol sequences A_n to D_n (A_1 to D_1 , A_2 to D_2 , A_3 to D_3 , ...) inputted to the orthogonal transforming part 116 are inputted to a band synthesis filter 120 for a first frequency band, and transmission data symbol sequences C_n and D_n are inputted to a band synthesis filter 120 for a second frequency band lower than the first frequency band.

[0041]

The band synthesis filter 120 for the first frequency band outputs a signal sequence (at a sampling time interval $T/2$) in which the inputted transmission data symbol sequences A_n and B_n are combined, and the band synthesis filter 120 for the second frequency band outputs a signal sequence (at a sampling time interval $T/2$) in which the inputted transmission data symbol sequences C_n and D_n are combined.

[0042]

In other words, when the band synthesis filter 120 is passed (in the case in which it is configured of a four tap FIR filter), two signal points inputted at the same time at a sampling interval T are transformed into four samples of signal points at the sampling interval $T/2$.

[0043]

For example, when data symbols A_1 and B_1 are inputted to a band synthesis filter expressed by Equation (1), the output can be expressed as below.

[0044]

[Equation 3]

[0045]

Thus, it can be understood they result in four samples of signals. Here, the sampling interval of the signal point to be inputted is equivalent to two samples on the output side. Therefore, four samples of signals to be outputted to each of the signal points sequentially inputted are overlapped and added with each other as shifted by two samples each, and the resulting signals are outputted.

[0046]

In other words, as shown in Fig. 5(A), when data symbols A_1 and B_1 are inputted and then data symbols A_2 and B_2 are inputted, as shown in Fig. 5(B), four samples of signal points $(A_1, B_1)_1$, $(A_1, B_1)_2$, $(A_1, B_1)_3$, and $(A_1, B_1)_4$ at the time interval $T/2$ are

outputted from the data symbols A_1 and B_1 , as shown in Fig. 5(C), four samples of signal points $(A_2, B_2)_1$, $(A_2, B_2)_2$, $(A_2, B_2)_3$, and $(A_2, B_2)_4$ at the time interval $T/2$ are outputted from the data symbols A_2 and B_2 , as they are overlapped and added with each other as shifted by two samples each. Finally, as shown in Fig. 5(D), at the time interval $T/2$, signal sequences $((A_1, B_1)_3$ and $(A_2, B_2)_1)$ are outputted that are the sum of the signal sequences $(A_1, B_1)_1$, $(A_1, B_1)_2$ and $(A_1, B_1)_3$ with the output $(A_2, B_2)_1$, and the same things are applied below. Moreover, the transmission data symbol sequences C_n and D_n are similarly processed.

[0047]

Then, for the band synthesis filter at the second stage, the same process is repeated as well. In other words, as shown in Fig. 6(A), when it is considered that only data symbols A_1 and B_1 and data symbols C_1 and D_1 are inputted, the band synthesis filters in the first stage form four samples of the signal points $((A_1, B_1)_1, (A_1, B_1)_2, (A_1, B_1)_3, \text{ and } (A_1, B_1)_4)$, and $((C_1, D_1)_1, (C_1, D_1)_2, (C_1, D_1)_3, (C_1, D_1)_4)$, respectively, at the time interval $T/2$. Then, the band synthesis filter in the second stage combines them to output $[(A_1, B_1)_1, ((C_1, D_1)_1)_1, [(A_1, B_1)_1, ((C_1, D_1)_1)_2, [(A_1, B_1)_1, ((C_1, D_1)_1)_3 + [(A_1, B_1)_2, ((C_1, D_1)_2)_1, [(A_1, B_1)_1, ((C_1, D_1)_1)_4 + [(A_1, B_1)_2, ((C_1, D_1)_2)_2, \text{ and so on at the time interval } T/4$.

[0048]

In addition, as shown in Fig. 7(A), when it is considered that only data symbols A_2 and B_2 and data symbols C_2 and D_2 are inputted, the band synthesis filters in the first stage forms four samples of the signal points $((A_2, B_2)_1, (A_2, B_2)_2, (A_2, B_2)_3, \text{ and } (A_2, B_2)_4)$, and sample signals $((C_2, D_2)_1, (C_2, D_2)_2, (C_2, D_2)_3, \text{ and } (C_2, D_2)_4)$, respectively, at the time interval $T/2$. Then, the band synthesis filter in the second stage combines them to output $[(A_2, B_2)_1, (C_2, D_2)_1]_1, [(A_2, B_2)_1, (C_2, D_2)_1]_2, [(A_2, B_2)_1, (C_2, D_2)_1]_3 + [(A_2, B_2)_2, (C_2, D_2)_2]_1, (A_2, B_2)_1, (C_2, D_2)_1]_4 + [(A_2, B_2)_2, (C_2, D_2)_2]_2$, and so on at the time interval $T/4$.

[0049]

As described above, for the output signals when all of the transmission data symbol sequences A_n to D_n are in turn inputted, the output signals, which are the output signal when the transmission data symbols A_1 to D_1 are inputted, the output signal when the transmission data symbol A_2 to D_2 are inputted, and so on, are added to generate the transmitting signal for transmission.

[0050]

The transmitting signal for transmission (which the transmission data symbol sequences A_n to D_n are combined at the sampling time interval $T/4$) is received by the receiving circuit, not shown, in the receiver 10A1. As shown in Fig. 8, the transmitting signal is inputted to a single band

separation filter 20A of the orthogonal transforming part 12A1 (see Fig. 41 for the detailed configuration). Moreover, in the band separation filter 20A, the transmitting signal is separated into a signal sequence that the transmission data symbol sequences A_n and B_n are combined (at the sampling time interval $T/2$) and a signal sequence that the transmission data symbol sequences C_n and D_n are combined (at the sampling time interval $T/2$).

[0051]

In other words, in the band separation filter (in the case in which it is configured of a four tap FIR filter) 20A, the inverse transform of the band synthesis filter is performed. As shown in Fig. 9(A), to four samples of the signal points of the inputted signal sequence, a single sample of the corresponding signal point transformed is outputted as shown in Fig. 9(B). After that, every time when two samples are inputted, four samples of the signal points that have been inputted by that time are used to determine and output the signal point after transformed. Moreover, the signal sequence outputted from the band separation filter 20A of the receiver 10A1 and the signal sequence outputted from the band synthesis filters in the first stage 120 of the transmitter 100 have the identical signals, suppose the delay due to processing is ignored. In other words, as shown in Fig. 9(C), the signal sequence outputted from the band separation filter 20A of the

receiver 10A1 has the components including the output relating to $(A_1 \text{ to } D_1)$ (four samples of the signal points at the time interval $T/2$), the output relating to $(A_2 \text{ to } D_2)$ (four samples of the signal points at the time interval $T/2$), as shown in Fig. 9(D), which is equal to the signal sequence outputted from the band synthesis filters in the first stage 120 of the transmitter 100 as shown in Figs. 5(B) and 5(C).

[0052]

Here, suppose attention is focused only on the components A and B in the signal sequence outputted from the band separation filter 20A. As shown in Fig. 10, the signal sequence outputted from the band separation filter 20A is separated into the components relating to A_1 and B_1 (four samples of the signal points at the time interval $T/2$) and the components relating to A_2 and B_2 (four samples of the signal points at the time interval $T/2$). Therefore, for example, signal points S_1 and S_2 outputted from the band separation filter 20A are as bellow:

$$S_1 = (A_1, B_1)_3 + (A_2, B_2)_1$$

$$S_2 = (A_1, B_1)_4 + (A_2, B_2)_2$$

[0053]

In this manner, when the signal sequence is inputted from the orthogonal transforming part 12A1, the transmission data sequence estimating part 14A1 starts a control routine shown in Fig. 11 (based on the Viterbi algorithm).

[0054]

At Step 22 shown in Fig. 11, a trellis diagram is formed that is the portion corresponding to the time instant $t = k$ of interest at which the signal sequence is inputted.

[0055]

Here, as described above, as shown also in Fig. 12, the signal points S_1 and S_2 are the signals that are decided depending on the combination of the transmission data symbols A_1 , B_1 , A_2 and B_2 , and are the complex signal points each having amplitude and a phase. As described above, since the modulation is the BPSK modulation, the transmission data symbols A_1 , B_1 , A_2 and B_2 indicate 0 and 1. Two data symbols A_1 and B_1 and two data symbols A_2 and B_2 that are inputted to the orthogonal transforming part of the transmitter at the same time are considered as sets.

[0056]

Since the combination (A_1, B_1) takes four ways (00, 01, 10, 11) and the combination (A_2, B_2) takes four ways (00, 01, 10, 11), 16 ways of combinations can be considered in total.

[0057]

The combinations (A_1, B_1) and (A_2, B_2) are considered to be states, whereby 16 ways of combinations can be represented by state transition branches (branch) and can be depicted in a trellis diagram shown in Fig. 13.

[0058]

Moreover, as shown in Fig. 14(A), since a trellis diagram

has been already formed at the previous time instant $t = k-1$, at this time instant $t = k$, as shown in Fig. 14(B), the portion corresponding to this time instant $t = k$ is increased in the trellis diagram already formed (see Fig. 14(A)).

[0059]

At Step 24, branch metrics are computed for each branch representing each state transition in the trellis diagram. At Step 26, path metrics up to each state at the time instant $t = k$ of interest are computed to select a survival path (described later). In other words, in the embodiment, the branch metrics are added for computing path metrics along a plurality of paths that follow branches connecting between the state points at each time up to each state at the time instant $t = k$ of interest. Which path is the sequence that is most likely to be sent is evaluated by a great or small value of the path metric which is the sum of the branch metrics of each branch that a path follows. A path having the greatest path metric value is a most likely path (the maximum likelihood path). In order to determine the maximum likelihood path, only the path having the greatest path metric is selected and kept in a plurality of the paths reaching each state at each time, and the other paths are removed. The kept path is referred to as a survival path. In other words, the number of survival paths is equal to the number of states in the trellis diagram. Then, at Step 28, the transmission data sequence corresponding to

the portion determined as the maximum likelihood path is outputted as decoded data.

[0060]

Next, the branch metric computing process at Step 24 will be described in detail with reference to Fig. 15.

[0061]

At Step 34, square Euclidean distances are computed, the square Euclidean distances between the signal points S_1 and S_2 and expected signal points K_1 and K_2 that are outputted as the signal points S_1 and S_2 when the transmission data symbols are sent that are decided in accordance with the state transition of each branch. Moreover, in order to compute the square Euclidean distances, the expected signal points K_1 and K_2 are determined in advance. In other words, when 16 ways of signal points K_1^{00} to K_1^{15} of each branch are determined for the signal point S_1 , and 16 ways of signal points K_2^{00} to K_2^{15} of each branch are determined for the signal point S_2 , the following is determined.

[0062]

For the signal point S_1 ,

$$S_1 = (A_1, B_1)_3 + (A_2, B_2)_1$$

$$K_1^{00} = (00)_3 + (00)_1$$

$$K_1^{01} = (01)_3 + (00)_1$$

$$K_1^{02} = (10)_3 + (00)_1$$

...

$$K_1^{15} = (11)_3 + (11)_1$$

Here, the signal point S_1 and 16 ways of signal points K_1^{00} to K_1^{15} are represented on the complex plane, which are as shown in Fig. 16. The square of the distances r_1^{00} to r_1^{15} between the signal point S_1 and each of the signal points K_1^{00} to K_1^{15} is the square Euclidean distance. When there is no influence such as noise, the signal point S_1 is matched with any one of the signal points K_1^{00} to K_1^{15} .

[0063]

Moreover, also for the signal point S_2 ,

$$S_2 = (A_1, B_1)_4 + (A_2, B_2)_2$$

$$K_2^{00} = (00)_4 + (00)_2$$

$$K_2^{01} = (01)_4 + (00)_2$$

$$K_2^{02} = (10)_4 + (00)_2$$

...

$$K_2^{15} = (11)_4 + (11)_2$$

As expressed above, the signal point K_2 is determined that is outputted as the signal point S_2 when the transmission data symbols are sent that are decided in accordance with the state transition of each branch. As similar to the description above, the square Euclidean distances are determined.

[0064]

At Step 38, the sum of the square Euclidean distances is computed as the branch metric, the distances determined for each of the signal points S_1 and S_2 as corresponding to each

branch.

[0065]

Next, the path metric computing process at Step 26 will be described in detail with reference to Fig. 17.

[0066]

At Step 42 in Fig. 17, a variable s is initialized which tells each state corresponding to this time instant $t = k$ in the trellis diagram. At Step 44, the path metrics $PM_{0,k-1}$ to $PM_{3,k-1}$ of the survival paths reaching each state at the previous time instant $t = k-1$ are included. At Step 46, the branch metric of each branch changing to State s at the time instant $t = k$ is added to the path metric of each of the survival paths at the previous time instant $t = k-1$. In other words, in the case of the embodiment, as shown in Fig. 18, there are four branches, $b = 0, 4, 8, 12$, connecting to State (00) ($s = 0$), the branches are connected from State (00), (01), (10), and (11). Therefore, there are four paths to reach State (00) at the time instant $t = k$, and four path metrics are computed as below.

$$PM_{0,k-1} + BM_{00}$$

$$PM_{1,k-1} + BM_{04}$$

$$PM_{2,k-1} + BM_{08}$$

$$PM_{3,k-1} + BM_{12}$$

[0067]

At Step 48, the path having the smallest value of these four path metrics, that is, the most likely path is selected

as a survival path, and the other paths are removed. Then, the path metric having the smallest value is considered to be the path metric of the survival path to reach State (00) at the time instant $t = k$. In other words, suppose the value of $PM_{0,k-1} + BM_{00}$ is the smallest among the four path metrics, the path metric $PM_{0,k}$ of the survival path to reach State (00) at the time instant $t = k$ is $PM_{0,k} = PM_{0,k-1} + BM_{00}$.

[0068]

Then, at Step 50, the variable s is compared with the total number s_0 of states (in the embodiment, $s_0 = 4$). When a state remains that the survival path at the time instant $t = k$ has not been determined, the variable s is incremented by one at Step 52. The process returns to Step 44 for computation to determine the path metric of the path that is to reach the subsequent state, and the process steps above are performed (Steps 44 to 50). When the computation is finished at Step 50 which determines all the path metrics of the paths that are to reach each state, that is, it means that the addition, comparison and selection of the survival path up to the previous time instant are finished with respect to all the branches from the previous time instant to this time instant.

[0069]

Then, in the output process for decoded data at Step 28 (see Fig. 11), among the states at the time instant subsequent to the time instant of the decoded data outputted at the

previous time instant, all the survival paths to reach each state at this time instant are a common path, and data indicated by the state at the time instant at which the maximum likelihood path is determined is outputted as decoded data.

[0070]

In other words, as shown in Fig. 19(A), at the time instant $t = k-1$, the state in which all the survival paths to reach each state by the time instant $t = k-1$ are the common path is State (00) at a time instant $t = k-3$. Thus, (00) is outputted as decoded data. At this time, States (00) and (01) at the time instant $t = k-2$ have the survival paths reaching the states by the time instant $t = k-1$, and it is unknown which one of the survival paths is the maximum likelihood path. Therefore, no state can be outputted as decoded data.

[0071]

However, as shown in Fig. 19(B), in States (00) and (01) at the time instant $t = k-2$, at the time instant $t = k$, the state in which all the survival paths are the common path to each state up to the time instant $t = k$ is (00). Therefore, (00) is outputted as decoded data.

[0072]

As described above, in the embodiment, the plurality of the signal sequences obtained by being transformed by means of the orthogonal transforming part each represents two transmission data sequences in the plurality of the

transmission data sequences indicated by the transmitting signal. It can be considered that each of the plurality of the signal sequences is the signal sequence in which a kind of interference occurs between the data symbols of the data symbol sequence representing two transmission data sequences. This interference is decided depending on the combination of orthogonal transforms performed on the transmission side and on the receiving side. Furthermore, what interference occurs is known in advance from the combination of orthogonal transforms for use. Then, it is considered that the interference occurring in the output signal from the orthogonal transforming part of the receiver is interference caused by convolutional coding, whereby maximum likelihood sequence estimation can be performed on the receiving side. Then, a plurality of orthogonal transform outputs is combined on the receiving side to perform the maximum likelihood sequence estimation, whereby it can be thought that the error rate characteristic can be further improved.

[0073]

As described above, since it is unnecessary to perform particular error correcting coding and the like on the transmission side, the maximum likelihood sequence estimation can be performed without degrading the efficiency of transmitting data, and the error rate characteristic can be improved.

[0074]

Next, a second embodiment according to the invention will be described. As shown in Fig. 20, an orthogonal transforming part 12B1 of a receiver 10B1 according to the second embodiment has a plurality of orthogonal transform circuits 16A to 16X in which at least two circuits each perform different orthogonal transforms and one of the two orthogonal transforms is an inverse orthogonal transform of the orthogonal transform done on the transmitter side; and a transmission data sequence estimating part 14B1 operable to estimate a transmission data sequence based on the outputs of the plurality of the orthogonal transform circuits 16A to 16X.

[0075]

For example, when an orthogonal transforming part of a transmitter, not shown, performs synthesis according to wavelet packets as an orthogonal transform, this scheme may be performed in which as shown in Fig. 21, an orthogonal transforming part 12B2 of a receiver has band separation filters 20 combined in multiple stages for separation according to wavelet packets. In this manner, since the band separation filters 20 are combined in multiple stages, the separation pattern of the temporal and frequency domains can be different separation patterns at each stage. Therefore, the functionality is provided that performs at least one or more of orthogonal transforms different from each other.

[0076]

Fig. 22 shows a receiver 10B3 configured to have band separation filters arranged at two stages. The receiver 10B3 has an orthogonal transforming part 12B3 which includes a band separation filter 20K1 in the first stage and band separation filters 20K2 and 20K3 in the second stage connected to the band separation filter 20K1; and a transmission data sequence estimating part 14B3 which is connected to the band separation filter 20K1 in the first stage and the band separation filters 20K2 and 20K3 in the second stage. Moreover, the band separation filter 20K2 and the band separation filter 20K3 are connected to the band separation filter 20K1 so that the band separation filter 20K2 receives the signal sequence on the high frequency band side separated by the band separation filter 20K1 in the first stage, and so that the band separation filter 20K3 receives the signal sequence on the low frequency band side separated by the band separation filter 20K1 in the first stage. Moreover, the band separation filters 20K1, 20K2 and 20K3 are the same as the band separation filter 20 described above (see Fig. 41), omitting the descriptions.

[0077]

Next, the operation according to the second embodiment will be described. The signal sequence outputted from the band separation filter 20 in the first stage is the same as the signal sequence outputted from the band separation filter 20 in the

first embodiment described above, omitting the descriptions.

[0078]

Since the signal sequence outputted from the band separation filter 20 in the second stage is the signal that has been applied to the inverse orthogonal transform of the orthogonal transform on the transmission side, it is separated into the transmission data symbol sequences A to D before multiplexed.

[0079]

The inputted transmission data sequence estimating part 14B3 which receives the signal sequence from the band separation filters 20K1, 20K2 and 20K3 performs a control routine shown in Fig. 23. Since the control routine has the similar portion as that in the control routine in the first embodiment described above (see Fig. 11), the same numerals and signs are designated the same portions, omitting the detailed description. In other words, as shown in Fig. 23, the control routine according to the embodiment performs Steps 22 and 24, computes the state metric of each of the state points at the time instant of interest at subsequent Step 60, and in turn performs Steps 26 and 28.

[0080]

Next, the state metric computing process at Step 60 will be described with reference to Fig. 24.

[0081]

At Step 64 shown in Fig. 24, square Euclidean distances are computed between (two) signal points of the signal sequences A and B and data symbol points indicating each item of data which are expected to be outputted among four signal sequences A to D inputted from the band separation filters 20K2 and 20K3 in the second stage (moreover, in the embodiment, since the same process is applied to the signal sequences A and B and the signal sequences C and D, hereinafter, the process for the signal sequences A and B will be described, omitting the description of the process for the signal sequences C and D). Moreover, this is because the signal sequences A and B will be a data symbol 0 or 1 since they are separated into the transmission data symbols before multiplexed. As described above, since the modulation is the BPSK modulation, the signal point of the data symbol indicating 0 or 1 is a point ± 1 . Fig. 25 shows the arrangement of the signal points on the complex plane.

The square of the distances r_{A0} , r_{A1} , r_{B0} and r_{B1} shown in Fig. 25 is the square Euclidean distances to be determined. When there is no influence such as noise, the signal points A and B are matched with any one of data symbols indicating 0 or 1.

[0082]

At Step 68, the sum of the square Euclidean distances is computed as the state metric, the square Euclidean distances have been determined for each of the signal points A and B as

corresponding to each of the states (state).

[0083]

In other words, the computation of the state metrics is as follows:

AB = 00: it is determined from the distance r_{A0} , r_{B0}

AB = 01: it is determined from the distance r_{A0} , r_{B1}

AB = 10: it is determined from the distance r_{A1} , r_{B0}

AB = 11: it is determined from the distance r_{A1} , r_{B1}

[0084]

On the other hand, in the path metric computing process at Step 26 in the embodiment (see Fig. 23), as shown in Fig. 26, as the path metric, the state metrics computed for the state corresponding to the branch of interest are added to the branch metrics computed for each branch.

[0085]

As described above, in the embodiment, two types of outputs from the orthogonal transforming part of the receiver are combined to search the maximum likelihood path, whereby the error rate characteristic can be further improved.

[0086]

Next, a third embodiment according to the invention will be described. Moreover, a transmitter according to the embodiment, not shown, performs the inverse discrete Fourier transform.

[0087]

As shown in Fig. 27, a receiver 10C according to the embodiment has an orthogonal transforming part 12C which has a plurality of Fourier transform circuits 18A to 18X operable to each perform Fourier transforms having different time window widths; and a transmission data sequence estimating part 14C operable to expect the transmission data sequence of the received signal based on the output outputted from the Fourier transform circuits 18A to 18X.

[0088]

Fig. 28 shows an orthogonal transforming part 12C1 which has two Fourier transform circuits 18A1 and 18B1 operable to perform Fourier transforms having different time window widths; and a transmission data sequence estimating part 14C1 operable to expect the transmission data sequence of the received signal based on the outputs outputted from the Fourier transform circuits 18A1 and 18B1.

[0089]

Next, the operation according to the embodiment will be described. The Fourier transform circuits 18A1 and 18B1 perform Fourier transforms 1 and 2 having time window widths different from each other. Therefore, two kinds of orthogonal transform outputs are obtained. In other words, the time window width of the Fourier transform circuit 18A1 is the same as the time window width of the inverse discrete Fourier transform of the transmitter. Thus, as shown in Fig. 29, the

transmission data symbol sequence is outputted which is separated into the transmission data symbol sequences before multiplexed on the transmitter side. On the other hand, the time window width of the Fourier transform circuit 18B1 is a half of the time window width of the inverse discrete Fourier transform of the transmitter. Therefore, as shown in the lower part in Fig. 29, the separation number of frequency bands is two. Since the time window width is a half, the time period is shifted so as not to overlap the time windows for Fourier transforms twice, whereby two signal sequences are outputted in the time direction. Since the output signal of Fourier transform 2 is the signal that the frequency is separated by the band width corresponding to two signal sequences multiplexed on the transmission side, the output signal is decided depending on two transmission data sequences included in the band.

[0090]

The received transmission data sequence estimating part 14C1 receives the signals above from the Fourier transform circuits 18A1 and 18B1 to start a control routine shown in Fig. 30.

[0091]

At Step 72 shown in Fig. 30, in order to evaluate which transmission data sequence is sent on the transmission side, square Euclidean distances are determined between the signal

point of each signal and each of data symbol points based on four output signals of Fourier transform 1. At Step 74, four output signals of Fourier transform 1 are separated into two combinations of two output signals each corresponding to the output signals of Fourier transform 2. From the square Euclidean distances between the signal points corresponding to each of the combinations and the data symbol points described above, the sum of the square Euclidean distances that the signal points corresponding to each of the combinations are combined with each of data symbol points, which is set to a first metric.

[0092]

At Step 76, square Euclidean distances are computed between the signal points of the output signals in earlier time in Fourier transform 2 and expected signal points that are expected when data symbols are each combined, which is set to a second metric. At Step 78, the square Euclidean distances are computed between the signal points of the output signals in later time in Fourier transform 2 and the expected signal points that are expected when data symbols are each combined, and a third metric is computed.

[0093]

At Step 80, the sum of the first metric to the third metric is computed. At Step 82, a combination of digital symbols with the smallest sum of the first metric to the third metric is decided, and the transmission data sequence corresponding to

this combination is outputted as decoded data (the transmission data sequence).

[0094]

As described above, in the embodiment, the inverse discrete Fourier transform is performed on the transmitter side, a plurality of the Fourier transforms each having different time window widths is performed on the receiver side, and the transmission data sequence of the received signal is expected based on the outputs in accordance with the plurality of the Fourier transforms. Therefore, it is unnecessary to perform particular error correcting coding on the transmission side. Accordingly, the maximum likelihood sequence estimation can be performed while the efficiency of using the communication path is maintained at the maximum, and the error rate characteristic can be improved.

[0095]

Next, a fourth embodiment according to the invention will be described. In the first embodiment, the case is shown in which a single band separation filter 20 is provided as the orthogonal transforming part 12A1 and the Daubechies wavelet (configured of a four tap FIR filter) is provided as the basis function of the wavelet. However, other basis functions may be used. As an example, the case is shown in which the Daubechies wavelet is used that is configured of a 6 tap FIR filter.

[0096]

As shown in Fig. 31, an orthogonal transforming part 12D1 of a receiver 10D1 according to the fourth embodiment has a band separation filter 20D1 in a single stage. The band separation filter 20D1 has the similar configuration as that of the band separation filter 20 described above (see Fig. 41), having the characteristics expressed by the following equations as the characteristics of the high-pass filter 20A1 and the reduction filter 20A2.

[0097]

[Equation 4]

[0098]

In addition, when an orthogonal transforming part of a transmitter, not shown, combines four data symbol sequences according to wavelet packets as the orthogonal transform, it is considered that the band synthesis filter of the orthogonal transforming part of the transmitter has the similar configuration as that of the band synthesis filter 120 described above (see Fig. 40), having the characteristics expressed by the following equations as the characteristics of the high-pass filter 120B1 and the reduction filter 120B2 of the band synthesis filter.

[0099]

[Equation 5]

[0100]

The embodiment is the same as the first embodiment except the characteristics of each of the filters, omitting the descriptions.

[0101]

Next, the operation according to the fourth embodiment will be described. The signal sequence outputted from the band separation filter 20D1 in the first stage is the same signal sequence as the output of the band synthesis filters in the first stage of the transmitter 100 as similar to the first embodiment. Fig. 32 shows only the components A and B of the signal sequence outputted from the band separation filter 20D1. Signal points S_1 and S_2 shown in Fig. 32 are the signals decided depending on the combinations of six transmission data symbols A_1, B_1, A_2, B_2, A_3 , and B_3 different from the case of the first embodiment. In other words, resulting in:

$$S_1 = (A_1, B_1)_5 + (A_2, B_2)_3 + (A_3, B_3)_1$$

$$S_2 = (A_1, B_1)_6 + (A_2, B_2)_4 + (A_3, B_3)_2$$

[0102]

In this case, it is considered that four data symbols A_1, B_1, A_2 and B_2 make one set and four data symbols A_2, B_2, A_3 and B_3 make another set. The two sets have the relation in which the time instant inputted to the orthogonal transforming part of the transmitter is shifted by one symbol.

[0103]

The combination of (A_1, B_1, A_2, B_2) and the combination of (A_2, B_2, A_3, B_3) each have 16 ways. It is sufficient that the combinations are considered to be states and then a trellis diagram shown in Fig. 33 is formed. The signal points S_1 and S_2 can be depicted by branches of state transition connecting between the states in which the data symbols A_2 and B_2 are in common. Moreover, there is no branch between the states in which the data symbols A_2 and B_2 are different.

[0104]

For the processes after this, the similar process can be performed as similar to the first embodiment, in which the expected signal points of the signal points S_1 and S_2 are computed and the branch metrics are computed.

[0105]

Therefore, even though the basis function of the wavelet is the Daubechies wavelet formed of six taps, it has been shown that it can be implemented. Similarly, the basis functions of different wavelets may be used.

[0106]

Next, a fifth embodiment according to the invention will be described. As shown in Fig. 34, a receiver 10E1 according to the fifth embodiment is a receiver in which an output signal that is outputted with no transform of the received signal sequence is added to the output signal of the orthogonal

transforming part 12A1 of the receiver 10A1 according to the first embodiment. As one of the output signals from an orthogonal transforming part 12E1, the received signal is outputted as the signal sequence of the transform output as it is. This can be considered to be a special case of the orthogonal transform. The other configurations are similar to those of the first embodiment, omitting the descriptions.

[0107]

The operation according to the fifth embodiment will be described. The received signal sequence is exactly the transmitting signal described in the first embodiment, omitting the descriptions.

[0108]

Fig. 35 partially shows a trellis diagram in the embodiment. The signal sequence which the received signal is outputted as unchanged is that the signal sequences A, B, C, and D are combined. Since the signal sequence is a signal sequence at the time interval $T/4$, four signal point S_1 to S_4 are considered. The signal points S_1 to S_4 are each represented by 12 symbols of data symbols A_1 to D_1 , A_2 to D_2 , and A_3 to D_3 . It is considered that it is similar to the fourth embodiment, and a part of the trellis diagram formed is shown in Fig. 35.

[0109]

The computation of the branch metrics can be performed as similar to the discussion of the embodiments so far.

[0110]

Next, the process for the output of the band separation filter 20E1 of the orthogonal transforming part 12A1 will be described. For the output of the band separation filter 20E1, the similar process as the computation of the branch metric in the first embodiment is performed. The branch metric in the first embodiment is the values decided for the combinations of the data symbols A_1 , B_1 , A_2 and B_2 . In the embodiment, any one of states falls in the combinations of the data symbols A_1 , B_1 , A_2 and B_2 . Therefore, it is sufficient that the value obtained by performing the similar process as the computation of the branch metric in the first embodiment is used as a first metric of the state that falls in the combinations of the data symbols A_1 , B_1 , A_2 and B_2 . For the combinations of the data symbols C_1 , D_1 , C_2 and D_2 , the process is similarly performed, and the value is used as a second metric. The sum of the first metric and the second metric is used as the state metric of each of the relevant states, whereby the process can be performed as similar to the second embodiment.

[0111]

Next, a sixth embodiment according to the invention will be described. As shown in Fig. 36, a receiver 10F1 according to the sixth embodiment is a receiver in which a transmission path estimating part 400F1 is additionally provided to the receiver 10A1 according to the first embodiment. As shown in

Fig. 37, the transmission path estimating part 400F1 has a one sample delay element 404; and an estimated transmission path characteristic update part 402 operable to update a coefficient 406 which represents an estimated transmission path characteristic and the coefficient.

[0112]

The operation according to the sixth embodiment will be described. In the transmission path estimating part 400F1, the signal sequence outputted from the orthogonal transforming part 12F1 and the expected signal sequence obtained from each of the survival paths outputted from the transmission data sequence estimating part 14F1 are used to estimate a transmission path characteristic, and the estimated transmission path characteristic is outputted.

[0113]

In the transmission data sequence estimating part 14F1, the signal outputted from the orthogonal transforming part 12F1 and the estimated transmission path characteristic outputted from the transmission path estimating part 400F1 are used to estimate a transmission data sequence.

[0114]

The transmission path estimating part 400F1 will be described with reference to Fig. 37. The transmission path estimating part 400F1 can use various algorithms as similar to the transmission path estimation before, but in the

embodiment, it is characterized in that the input signal for use in the transmission path estimation is different from that before. Fig. 37 shows an exemplary configuration in which the transmission path characteristic is estimated in accordance with the LMS algorithm as the transmission path estimating part 400F1.

[0115]

To the transmission path estimating part, an output signal x_k is inputted from the orthogonal transforming part 12F1 as the signal in which distortion has occurred in the transmission path or fluctuations have occurred in the signal strength. At the same time, a signal d_k is inputted that is the reference when neither distortion nor fluctuations occur. Here, it is assumed that the characteristic of the estimated transmission path at the time instant $t = k$ is expressed as below.

[0116]

[Equation 6]

[0117]

When the characteristic of the transmission path is estimated correctly, the signal in which the characteristic of the estimated transmission path is convoluted in the reference signal, that is, the signal d'_k obtained by combining the one sample delay element 404 with the coefficient 406 of

the estimated transmission path characteristic is supposed to be equal to the output signal x_k from the orthogonal transforming part. Therefore, the following equation is held.

[0118]

[Equation 7]

[0119]

However, when the characteristic of the transmission path fluctuates over time, the equation above is not equal, and error occurs. Thus, the error signal e_k is determined as below.

[0120]

[Equation 8]

[0121]

In the estimated transmission path characteristic update part 402, the error signal e_k is used to in turn update coefficients g_{0k} , g_{1k} , and g_{2k} of transmission path characteristic in accordance with the following equation.

[0122]

[Equation 9]

[0123]

Here, Δ denotes step size, and $*$ denotes a complex conjugate. The processes above are repeated every time when

the output signal x_k from the orthogonal transforming part and the reference signal d_k are inputted, whereby the transmission path characteristic that fluctuates over time can be estimated.

[0124]

The reference signal d_k is the signal that is expected to be outputted from the orthogonal transforming part 12F1 when no influence of the transmission path characteristic is affected. The reference signal sequence is the same signals as those of the expected signal points K_1 and K_2 for use in computing the branch metric of the branch on the path representing the correct transmission data sequence in the transmission data sequence estimating part 14F1. Then, it is sufficient that the sequence of the expected signal points is inputted to the transmission path estimating part 400F1. To this end, it is necessary to know the path representing the correct transmission data sequence. Here, each of survival paths is used which are in the midway of the process of determining the maximum likelihood path highly likely to be the path representing the correct transmission data sequence. The expected signal points K_1 and K_2 which have been used in computing the branch metric of each of the survival paths are inputted to the transmission path estimating part 400F1 to estimate the transmission path characteristic that fluctuates over time. Moreover, since the survival paths exist by the same number as the number of the states in the trellis diagram,

the transmission path estimation is also performed for each of the survival paths.

[0125]

Next, the process in which the estimated transmission path characteristic is used to perform sequence estimation in the transmission data sequence estimating part 14F1 will be described. The expected signal points K_1 and K_2 for use in computing the branch metric do not include the influence of the transmission path characteristic. Then, the transmission path characteristic estimated at that point in time is used to correct the expected signal points K_1 and K_2 . The expected signal points after corrected are K'_1 and K'_2 . The expected signal points after corrected are used to perform the computation of the branch metric.

[0126]

Moreover, since the transmission path characteristic for use in correction is estimated for each of the survival paths, it is sufficient that the estimated transmission path characteristic is used for each of the survival paths with respect to each branch connected from each of the survival paths.

[0127]

Each of the branch metrics is computed to calculate the path metric, and then a new survival path is selected. Then, the expected signal points K_1 and K_2 used for computing the

branch metric that falls in the selected survival path are outputted to the transmission path estimating part 400F1.

[0128]

Therefore, when the transmission path characteristic estimated at a certain point in time is used to perform the transmission data sequence estimation to select a new survival path, the expected signal points K_1 and K_2 are used for the reference signal for the transmission path characteristic estimation at the subsequent point in time. In other words, the process proceeds while the transmission data sequence estimation and the transmission path estimation are alternately repeated for each of the survival paths.

[0129]

As described above, in the embodiment, the transmission path estimating part is provided which estimates the transmission path characteristic that fluctuates over time, whereby an excellent error rate characteristic can be obtained even in the communication environment in which the transmission path characteristic fluctuates over time. Furthermore, in the embodiment, the transmission path estimation is performed in accordance with the signal sequence in which the time interval is the interval that is a half of the data symbol ($T/2$). Thus, as compared with the case before in which the transmission path estimation is performed for every data symbol, the transmission path characteristic can be estimated highly accurately even

though the fluctuations in the transmission path are fast, and the error rate characteristic can be improved.

[0130]

In the embodiment, the transmission path estimation is performed using the signal in which the time interval is a half of a data symbol. However, the orthogonal transform is used in which the signal with a shorter interval is obtained, and the transmission path characteristic can be estimated in accordance with the output signal.

[0131]

In the embodiment described above, the four tap Daubechies and six tap Daubechies wavelet basis functions are discussed. However, the invention is not limited thereto, which may be adapted to basis functions such as the ten tap Daubechies wavelet, in addition to this.

[0132]

In addition, in the embodiment described above, the case of the BPSK modulation is shown. However, the invention is not limited thereto, for which the other modulation modes, such as the QPSK modulation, the 8 PSK modulation, and the 16 QAM modulation may be used. In addition, the case is shown in which four data symbol sequences are multiplexed as the multiplexing of a plurality of the data symbol sequences. However, the invention is not limited thereto, which can be used for the case of the different number of multiplexing. In other words,

a plurality of data symbol sequences may be multiplexed other than four. Moreover, separation is not limited to separation into equal parts, which may be adapted to the case of the separation into unequal parts. In addition, in the invention, it is unnecessary to perform error correcting coding in advance, but the invention may be used for the case in which error correcting coding has been already performed.

[0133]

Moreover, in the embodiment described above, the orthogonal transform is used to transform the transmitting signal into a plurality of signal sequences each indicating a predetermined number of transmission data sequences in the plurality of the transmission data sequences indicated by the transmitting signal. However, the invention is not limited thereto, for which any transform schemes may be used as long as the schemes are a transform scheme in which the transform result is expected in advance.

[0134]

[Advantage of the Invention]

As described above, in the invention, a plurality of transmission data sequences indicated by the transmitting signal can be estimated without performing the error correcting coding process in generating the transmitting signal, which therefore has an advantage that the transmission data sequence can be estimated highly accurately without degrading the

efficiency of transmitting data.

[0135]

In addition, in the invention, the transmission path estimating means is provided to estimate a plurality of the received transmission data sequences indicated by the transmitting signal while the estimation of the transmission path characteristic between the transmitter and the receiver is performed, which therefore has an advantage that the transmission data sequence indicated by the transmitting signal can be estimated highly accurately even though the characteristic of the transmission path between the transmitter and the receiver fluctuates over time.

[Brief Description of the Drawings]

[Fig. 1] It is a block diagram depicting the receiver according to the first embodiment.

[Fig. 2] It is a block diagram depicting the communication system having another receiver according to the first embodiment.

[Fig. 3] It is diagrams depicting a forming process of the transmitting signal.

[Fig. 4] It is diagrams depicting another forming process of the transmitting signal.

[Fig. 5] It is diagrams depicting a conversion process of the transmitting signal.

[Fig. 6] It is diagrams depicting another conversion process

of the transmitting signal.

[Fig. 7] It is diagrams depicting still another conversion process of the transmitting signal.

[Fig. 8] It is a diagram depicting a conversion done by the band separation filters.

[Fig. 9] It is diagrams depicting another conversion done by the band separation filters.

[Fig. 10] It is a diagram depicting still another conversion done by the band separation filters.

[Fig. 11] It is a flow chart depicting the main control routine.

[Fig. 12] It is a diagram depicting the components of the signal sequence inputted to the transmission data sequence estimating part.

[Fig. 13] It is a trellis diagram.

[Fig. 14] It is diagrams depicting the forming process of a trellis diagram.

[Fig. 15] it is a flow chart depicting the subroutine at Step 24 in the main control routine.

[Fig. 16] It is a diagram illustrative of the square Euclidean distance in the first embodiment.

[Fig. 17] It is a flow chart depicting the subroutine at Step 26 in the main control routine.

[Fig. 18] It is a diagram depicting the computing scheme of the path metric in the first embodiment.

[Fig. 19] It is diagrams depicting the scheme of selecting

decoded data.

[Fig. 20] It is a block diagram depicting the receiver according to the second embodiment.

[Fig. 21] It is a block diagram depicting another receiver according to the second embodiment.

[Fig. 22] It is a block diagram depicting still another receiver according to the second embodiment.

[Fig. 23] It is a flow chart depicting the main control routine in the second embodiment.

[Fig. 24] It is a flow chart depicting the subroutine at Step 60 in the main control routine.

[Fig. 25] It is a diagram illustrative of the square Euclidean distance in the second embodiment.

[Fig. 26] It is a diagram depicting the computing scheme of the path metric in the second embodiment.

[Fig. 27] It is a block diagram depicting a receiver according to the third embodiment.

[Fig. 28] It is a block diagram depicting another receiver according to the third embodiment.

[Fig. 29] It is a diagram depicting the output descriptions in accordance with two Fourier transforms each having different time window widths.

[Fig. 30] It is a flow chart depicting the main control routine.

[Fig. 31] It is a block diagram depicting the receiver according to a fourth embodiment.

[Fig. 32] It is diagrams depicting the conversion done by the band separation filter according to the fourth embodiment.

[Fig. 33] It is a trellis diagram according to the fourth embodiment.

[Fig. 34] It is a block diagram depicting a receiver according to the fifth embodiment.

[Fig. 35] It is a diagram partially depicting a trellis diagram according to the fifth embodiment.

[Fig. 36] It is a block diagram depicting a receiver according to the sixth embodiment.

[Fig. 37] It is a block diagram depicting the transmission path characteristic estimating part in detail.

[Fig. 38] It is block diagrams depicting a communication system according to the prior art.

[Fig. 39] It is block diagrams depicting another communication system according to the prior art.

[Fig. 40] It is a block diagram depicting the band synthesis filters in detail.

[Fig. 41] It is a block diagram depicting the band separation filters in detail.

[Fig. 42] It is block diagrams depicting various configurations of the orthogonal transforming part operable to perform separation according to wavelet packets.

[Fig. 43] It is schematic block diagrams depicting the communication system when it performs the decoding process

corresponding to error correcting coding and error correcting coding.

[Fig. 44] It is schematic block diagram depicting the receiver operable to perform the decoding process corresponding to error correcting coding and the estimation of the transmission path characteristic.

[Description of Reference Numerals and Signs]

10A1 receiver

12A1 orthogonal transforming part (transforming means)

14A1 transmission data sequence estimating part (the sequence estimating means)

10B3 receiver

12B3 orthogonal transforming part (transforming means)

14B3 transmission data sequence estimating part (the sequence estimating means)

10C1 receiver

12C1 orthogonal transforming part (transforming means)

14C1 transmission data sequence estimating part (the sequence estimating means)

10D1 receiver

12D1 orthogonal transforming part (transforming means)

14D1 transmission data sequence estimating part (the sequence estimating means)

10E1 receiver

12E1 orthogonal transforming part (transforming means)

14E1 transmission data sequence estimating part (the sequence
estimating means)

10F1 receiver

12F1 orthogonal transforming part (transforming means)

14F1 transmission data sequence estimating part (sequence
estimating means)

400F1 transmission path estimating part (transmission path
estimating means)

FIG. 1

12A ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

16A ORTHOGONAL TRANSFORM 1

16B ORTHOGONAL TRANSFORM 2

16X ORTHOGONAL TRANSFORM N

14A TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 SIGNALS EACH TRANSFORMED BY DIFFERENT ORTHOGONAL
TRANSFORMS

#3 DECODED DATA

FIG. 2

(A)

116 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

120 BAND SYNTHESIS FILTER

 BAND SYNTHESIS FILTER

 BAND SYNTHESIS FILTER

184 MODULATOR

 MODULATOR

 MODULATOR

 MODULATOR

186 SERIAL/PARALLEL CONVERTER CIRCUIT

#1 TRANSMISSION DATA SEQUENCE

#2 TRANSMITTING SIGNAL

(B)

12A1 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

20A BAND SEPARATION FILTER

14A1 TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
OF THE WAVELET PACKET

#3 SIGNALS TRANSFORMED BY ORTHOGONAL TRANSFORM DIFFERENT
FROM THE INVERSE TRANSFORM ON THE TRANSMISSION SIDE

#4 DECODED DATA

FIG. 3

(A)

186 SERIAL/PARALLEL CONVERTER CIRCUIT

#1 TRANSFORM TO FOUR ITEMS OF PARALLEL TRANSMISSION DATA

#2 FOUR PARALLEL TRANSMISSION DATA SEQUENCES

(B)

184 MODULATOR

MODULATOR

MODULATOR

MODULATOR

#1 FOUR PARALLEL TRANSMISSION DATA SEQUENCES

#2 TRANSFORM TO A SYMBOL INDICATING EACH ITEM OF
TRANSMISSION DATA

#3 FOUR PARALLEL TRANSMISSION DATA SYMBOL SEQUENCES

FIG. 4

120 BAND SYNTHESIS FILTER

BAND SYNTHESIS FILTER

BAND SYNTHESIS FILTER

- #1 A_n , B_n , C_n AND D_n ARE MODULATED TRANSMISSION DATA SYMBOL SEQUENCES (SAMPLING TIME INTERVAL T)
- #2 SIGNAL SEQUENCE THAT A_n AND B_n ARE COMBINED (SAMPLING TIME INTERVAL $T/2$)
- #3 SIGNAL SEQUENCE THAT C_n AND D_n ARE COMBINED (SAMPLING TIME INTERVAL $T/2$)
- #4 SIGNAL SEQUENCE THAT A_n , B_n , C_n AND D_n ARE COMBINED (SAMPLING TIME INTERVAL $T/4$)
- #5 TRANSMITTING SIGNAL

FIG. 5

- #1 INPUT OF THE ORTHOGONAL TRANSFORMING PART
- #2 FOUR TRANSMISSION SYMBOL SEQUENCES AT THE TIME INTERVAL T
- #3 THE SUM OF THESE SIGNALS
- #4 OUTPUTS OF BAND SYNTHESIS FILTERS AT THE FIRST STAGE WITH A_1 TO D_1
- #5 FOUR SAMPLES OF THE SIGNALS AT THE TIME INTERVAL $T/2$
- #6 OUTPUTS OF THE BAND SYNTHESIS FILTERS AT THE FIRST STAGE WITH A_2 TO D_2
- #7 FOUR SAMPLES OF THE SIGNALS AT THE TIME INTERVAL $T/2$
- #8 OUTPUTS OF THE BAND SYNTHESIS FILTERS AT THE FIRST STAGE
- #9 TWO SIGNAL SEQUENCES AT THE TIME INTERVAL $T/2$

FIG. 6

- #1 INPUT OF THE ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

- #2 FOUR TRANSMISSION SYMBOL SEQUENCES AT THE TIME INTERVAL
T
- #3 OUTPUTS OF THE BAND SYNTHESIS FILTERS AT THE FIRST STAGE
- #4 TWO SIGNAL SEQUENCES AT THE TIME INTERVAL $T/2$
- #5 OUTPUT OF THE BAND SYNTHESIS FILTER AT THE SECOND STAGE
- #6 ONE SIGNAL SEQUENCE AT THE TIME INTERVAL $T/4$ =
TRANSMISSION SIGNAL

FIG. 7

- #1 INPUT OF THE ORTHOGONAL TRANSFORMING PART
- #2 FOUR TRANSMISSION SYMBOL SEQUENCES AT THE TIME INTERVAL
T
- #3 OUTPUTS OF THE BAND SYNTHESIS FILTERS AT THE FIRST STAGE
- #4 TWO SIGNAL SEQUENCES AT THE TIME INTERVAL $T/2$
- #5 OUTPUT OF THE BAND SYNTHESIS FILTER AT THE SECOND STAGE
- #6 ONE SIGNAL SEQUENCE AT THE TIME INTERVAL $T/4$ =
TRANSMISSION SIGNAL

FIG. 8

20A BAND SYNTHESIS FILTER

- #1 SIGNAL SEQUENCE THAT A_n , B_n , C_n AND D_n ARE COMBINED
(SAMPLING TIME INTERVAL $T/4$)
- #2 TRANSMITTING SIGNAL
- #3 SIGNAL SEQUENCE THAT A_n AND B_n ARE COMBINED (SAMPLING TIME
INTERVAL $T/2$)
- #4 SIGNAL SEQUENCE THAT C_n AND D_n ARE COMBINED (SAMPLING TIME
INTERVAL $T/2$)

FIG. 9

- #1 INPUT OF THE ORTHOGONAL TRANSFORMING PART
- #2 ONE SIGNAL SEQUENCE AT THE TIME INTERVAL $T/4$
- #3 OUTPUT OF THE BAND SYNTHESIS FILTER
- #4 TWO SIGNAL SEQUENCES AT THE TIME INTERVAL $T/2$
- #5 THE COMPONENTS OF THIS SIGNAL IS:
- #6 THE SUM OF THE SIGNALS,
OUTPUT OF THE BAND SYNTHESIS FILTER RELATING TO A_1 TO
 D_1
FOUR SAMPLES OF SIGNAL POINTS AT THE TIME INTERVAL $T/2$
OUTPUT OF THE BAND SYNTHESIS FILTER RELATING TO A_2 TO
 D_2
FOUR SAMPLES OF SIGNAL POINTS AT THE TIME INTERVAL $T/2$

FIG. 10

- #1 WHEN A AND B OF THE BAND SYNTHESIS FILTER OUTPUT ARE ONLY
TAKEN,
A AND B OF THE BAND SYNTHESIS FILTER OUTPUT
SIGNAL SEQUENCE AT THE TIME INTERVAL $T/2$
- #2 THE COMPONENTS OF THIS SIGNAL IS:
OUTPUT OF THE BAND SYNTHESIS FILTER RELATING TO A_1 AND
 B_1
FOUR SAMPLES OF SIGNAL POINTS AT THE TIME INTERVAL $T/2$
OUTPUT OF THE BAND SYNTHESIS FILTER RELATING TO A_2 AND
 B_2
FOUR SAMPLES OF SIGNAL POINTS AT THE TIME INTERVAL $T/2$

FIG. 11

#1 DECODING PROCESS

22 FORM A TRELLIS DIAGRAM FOR THE PORTION CORRESPONDING TO
THE TIME INSTANT OF INTEREST

24 COMPUTE THE BRANCH METRICS OF EACH BRANCH

26 COMPUTE THE PATH METRIC TO THE TIME INSTANT OF INTEREST

28 OUTPUT DECODED DATA

#2 END

FIG. 12

#1 A AND B OF THE BAND SYNTHESIS FILTER OUTPUT
SIGNAL SEQUENCE AT THE TIME INTERVAL $T/2$

FIG. 13

#1 STATE TRANSITION

FIG. 14

#1 TIME t
TRANSMITTING SIGNAL
STATE

#2 TIME t
TRANSMITTING SIGNAL
STATE

FIG. 15

(STEP 24)

#1 BRANCH METRIC COMPUTING PROCESS

34 COMPUTE SQUARE EUCLIDEAN DISTANCES BETWEEN EACH SIGNAL
POINT AND EACH EXPECTED SIGNAL POINT

38 THE SUM OF THE SQUARE EUCLIDEAN DISTANCES CORRESPONDING
TO EACH BRANCH

#2 RETURN

FIG. 16

#1 FOR SIGNAL POINT S_1

FIG. 17

#1 (STEP 26)

#2 PATH METRIC COMPUTING PROCESS

42 STATE s

44 INCLUDE THE PATH METRICS OF THE SURVIVAL PATHS REACHING
EACH STATE AT THE PREVIOUS TIME

46 ADD THE BRANCH METRIC OF EACH BRANCH CHANGING TO STATE
 s AT THIS TIME TO EACH PATH METRIC

48 SELECT THE PATH HAVING THE SMALLEST PATH METRIC AMONG
THE PATHS REACHING STATE s

#3 RETURN

FIG. 18

#1 TIME t

TRANSMITTING SIGNAL

STATE

#2 PATH METRICS OF EACH OF THE SURVIVAL PATHS AT THE TIME
INSTANT $K-1$

#3 SMALLEST VALUE

FIG. 20

12B1 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

16A ORTHOGONAL TRANSFORM
 (TRANSFORM INVERTED TO THAT ON THE TRANSMISSION SIDE)

16B ORTHOGONAL TRANSFORM 1

16X ORTHOGONAL TRANSFORM N

14B1 TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 SIGNALS EACH TRANSFORMED BY DIFFERENT ORTHOGONAL
 TRANSFORMS

#3 DECODED DATA

FIG. 21

12B2 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

20K BAND SEPARATION FILTER
 BAND SEPARATION FILTER
 BAND SEPARATION FILTER
 BAND SEPARATION FILTER
 BAND SEPARATION FILTER
 BAND SEPARATION FILTER
 BAND SEPARATION FILTER

14B2 TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
 OF THE WAVELET PACKET

#3 SIGNALS EACH TRANSFORMED BY DIFFERENT ORTHOGONAL
 TRANSFORMS

#4 DECODED DATA

FIG. 22

12B3 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

20K1 BAND SEPARATION FILTER

20K2 BAND SEPARATION FILTER

20K3 BAND SEPARATION FILTER

14B3 TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
OF THE WAVELET PACKET

#3 ORTHOGONAL TRANSFORMS DIFFERENT FROM THE INVERSE
TRANSFORM ON THE TRANSMISSION SIDE

#4 ORTHOGONAL TRANSFORMS INVERTED TO THOSE ON THE
TRANSMISSION SIDE

#5 DECODED DATA

FIG. 23

#1 DECODING PROCESS

22 FORM A TRELLIS DIAGRAM FOR THE PORTION CORRESPONDING TO
THE TIME INSTANT OF INTEREST

24 COMPUTE THE BRANCH METRICS OF EACH BRANCH

60 COMPUTE STATE METRICS AT EACH STATE POINT AT THE TIME
INSTANT OF INTEREST

26 COMPUTE THE PATH METRIC UP TO THE TIME INSTANT OF INTEREST
AND SELECT A SURVIVAL PATH

28 OUTPUT DECODED DATA

#2 END

FIG. 24

#1 (STEP 60)
#2 STATE METRIC COMPUTING PROCESS
64 COMPUTE SQUARE EUCLIDEAN DISTANCES BETWEEN EACH SIGNAL
POINT AND EACH SYMBOL POINT
68 THE SUM OF THE SQUARE EUCLIDEAN DISTANCES CORRESPONDING
TO EACH STATE
#3 RETURN

FIG. 25

#1 AB = 00: it is determined from distance r_{A0} , r_{B0}
AB = 01: it is determined from distance r_{A0} , r_{B1}
AB = 10: it is determined from distance r_{A1} , r_{B0}
AB = 11: it is determined from distance r_{A1} , r_{B1}

FIG. 26

#1 BRANCH METRICS FOR EVERY BRANCH
+ STATE METRICS FOR EVERY STATE
= PATH METRICS

FIG. 27

12C ORTHOGONAL TRANSFORMING PART
18A FOURIER TRANSFORM 1
18B FOURIER TRANSFORM 2
18X FOURIER TRANSFORM N
14C TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART
#1 RECEIVED SIGNAL
#2 SIGNALS TRANSFORMED BY FOURIER TRANSFORMS EACH HAVING

DIFFERENT TIME WINDOW WIDTHS

#3 DECODED DATA

FIG. 28

12C1 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

18A1 FOURIER TRANSFORM 1

18B1 FOURIER TRANSFORM 2

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
OF THE FOURIER TRANSFORM

#3 SIGNALS TRANSFORMED BY THE INVERSE TRANSFORM OF THE
ORTHOGONAL TRANSFORM ON THE TRANSMISSION SIDE

#4 SIGNALS EACH TRANSFORMED BY ORTHOGONAL TRANSFORMS
DIFFERENT FROM THE INVERSE TRANSFORM ON THE TRANSMISSION SIDE

#5 DECODED DATA

14C1 TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART

FIG. 29

#1 TRANSMITTING SIGNAL

#2 OUTPUT OF FOURIER TRANSFORM 1

#3 TIME WINDOW WIDTH

#4 OUTPUT OF FOURIER TRANSFORM 2

#5 TIME WINDOW WIDTH

#6 DETERMINE A COMBINATION OF THE MOST LIKELY TRANSMISSION
CODES FROM BOTH SIGNALS

FIG. 30

#1 DECODING PROCESS

72 COMPUTE SQUARE EUCLIDEAN DISTANCES BETWEEN EACH SIGNAL
POINT OF THE SIGNALS OUTPUTTED BY FOURIER TRANSFORM 1

74 COMPUTE A FIRST METRIC FORMED OF THE COMBINATION OF TWO
SIGNALS AND THE COMBINATION OF DATA SYMBOL POINTS

76 COMPUTE A SECOND METRIC FORMED OF THE SIGNAL POINTS OF
THE SIGNALS OUTPUTTED IN EARLIER TIME BY FOURIER TRANSFORM 2
AND EXPECTED SIGNAL POINTS TO BE EXPECTED

78 COMPUTE A THIRD METRIC FORMED OF THE SIGNAL POINTS OF
THE SIGNALS OUTPUTTED IN LATER TIME BY FOURIER TRANSFORM 2 AND
EXPECTED SIGNAL POINTS TO BE EXPECTED

80 COMPUTE THE SUM OF THE FIRST METRIC TO THE THIRD METRIC
FORMED OF THE COMBINATIONS OF THE DATA SYMBOL POINTS

82 OUTPUT DECODED DATA

#2 END

FIG. 31

12D1 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

20D1 BAND SEPARATION FILTER

14D1 TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
OF THE WAVELET PACKET

#3 SIGNALS TRANSFORMED BY ORTHOGONAL TRANSFORMS DIFFERENT
FROM THE INVERSE TRANSFORM ON THE TRANSMISSION SIDE

#4 DECODED DATA

FIG. 32

#1 ORTHOGONAL TRANSFORM OUTPUT SIGNAL (ONLY A AND B ARE SHOWN)

#2 OUT PUTS A AND B OF THE BAND SEPARATION FILTER
 SIGNAL SEQUENCE AT THE TIME INTERVALS $T/2$
 THE COMPONENTS OF THIS SIGNAL IS:
 THE SUM OF THESE SIGNALS:

FIG. 33

#1 STATES (16 STATES)
#2 WHEN $A_2 = 0, B_2 = 0$
 WHEN $A_2 = 1, B_2 = 0$
 WHEN $A_2 = 0, B_2 = 1$
 WHEN $A_2 = 1, B_2 = 1$

FIG. 34

12E1 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART
20E1 BAND SEPARATION FILTER
14E1 TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART
#1 RECEIVED SIGNAL
#2 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
 OF THE WAVELET PACKET
#3 SIGNALS TRANSFORMED BY ORTHOGONAL TRANSFORMS DIFFERENT
 FROM THE INVERSE TRANSFORM ON THE TRANSMISSION SIDE
#4 DECODED DATA

FIG. 35

#1 THE TOTAL NUMBER OF STATES IS 256 STATES
#2 WHEN $A_2 = 0$

$$B_2 = 0$$

$$C_2 = 0$$

$$D_2 = 0$$

(16 STATES)

FIG. 36

12F1 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

20F1 BAND SEPARATION FILTER

14F1 TRANSMISSION DATA SEQUENCE ESTIMATING PART

400F1 TRANSMISSION PATH ESTIMATING PART

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 EXPECTED SIGNAL SEQUENCE OBTAINED FROM EACH SURVIVAL
PATH (REFERENCE SIGNAL)

#3 ESTIMATED TRANSMISSION PATH CHARACTERISTIC

#4 SIGNALS TRANSFORMED BY ORTHOGONAL TRANSFORMS DIFFERENT
FROM THE INVERSE TRANSFORM ON THE TRANSMISSION SIDE

#5 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
OF THE WAVELET PACKET

#6 DECODED DATA

FIG. 37

402 ESTIMATED TRANSMISSION PATH CHARACTERISTIC UPDATE PART

#1 REFERENCE SIGNAL

#2 OUTPUT OF THE ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

#3 ERROR SIGNAL

#4 TRANSMISSION PATH CHARACTERISTIC

FIG. 38

(A)

116 ORTHOGONAL TRANSFORM
184 MODULATOR
186 SERIAL/PARALLEL CONVERTER CIRCUIT
#1 TRANSMISSION SIDE
#2 TRANSMISSION DATA SEQUENCE
#3 DATA SEQUENCE
#4 TRANSMITTING SYMBOL
#5 TRANSMITTING SIGNAL

(B)

16 ORTHOGONAL TRANSFORM (TRANSFORM INVERTED TO THAT ON THE
TRANSMISSION SIDE)
84 DETERMINATOR
86 PARALLEL/SERIAL CONVERTER CIRCUIT
#1 RECEIVING SIDE (PRIOR ART)
#2 DECODED DATA SEQUENCE
#3 ORTHOGONAL TRANSFORM INVERTED TO EACH OTHER
#4 RECEIVED SYMBOL
#5 RECEIVED SIGNAL

FIG. 39

(A)

100 TRANSMITTER
116 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART
120 BAND SYNTHESIS FILTER
BAND SYNTHESIS FILTER

BAND SYNTHESIS FILTER

184 MODULATOR

MODULATOR

MODULATOR

MODULATOR

186 SERIAL/PARALLEL CONVERTER CIRCUIT

#1 TRANSMISSION DATA SEQUENCE

#2 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
OF THE WAVELET PACKET

#3 FREQUENCY

#4 TIME

#5 TRANSMITTING SIGNAL

(B)

10 RECEIVER

16 ORTHOGONAL TRANSFORMING PART

20 BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

84 SYMBOL DETERMINATOR

SYMBOL DETERMINATOR

SYMBOL DETERMINATOR

SYMBOL DETERMINATOR

86 PARALLEL/SERIAL CONVERTER CIRCUIT

#1 RECEIVED SIGNAL

#2 FREQUENCY

- #3 TIME
- #4 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS
OF THE WAVELET PACKET
- #5 DECODED DATA SEQUENCE

FIG. 40

- 120 BAND SYNTHESIS FILTER
- 120B1 HIGH-PASS FILTER
- 120B2 LOW-PASS FILTER
- #1 INPUT ON HIGH FREQUENCY SIDE
INPUT ON LOW FREQUENCY SIDE
- #2 DOUBLE UP-SAMPLING
- #3 OUTPUT

FIG. 41

- 20 BAND SEPARATION FILTER
- 20A1 HIGH-PASS FILTER
- 20A2 LOW-PASS FILTER
- #1 INPUT
- #2 HALF DOWN-SAMPLING
- #3 OUTPUT ON HIGH FREQUENCY SIDE
- #4 OUTPUT ON LOW FREQUENCY SIDE

FIG. 42

- (A)
- #1 NORMAL WAVELET TRANSFORM
- #2 BAND SEPARATION FILTER
BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

#3 FREQUENCY

#4 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS

#5 TIME

(B)

#1 SEPARATION BY WAVELETS

#2 BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

#3 FREQUENCY

#4 SEPARATION PATTERN OF THE TEMPORAL AND FREQUENCY DOMAINS

#5 TIME

(C)

#1 BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

BAND SEPARATION FILTER

#2 FREQUENCY

#3 TIME

FIG. 43

200 CONVOLUTIONAL CODER

MODULATOR

300 MAXIMUM LIKELIHOOD SEQUENCE ESTIMATING PART
(DETERMINATOR)
#1 TRANSMITTER
#2 TRANSMISSION SEQUENCE
#3 TRANSMITTING SIGNAL
#4 RECEIVER
#5 DECODED SEQUENCE
#6 CONVOLUTIONAL CODER IS NECESSARY ON THE TRANSMISSION
SIDE
#7 RECEIVED SIGNAL

FIG. 44

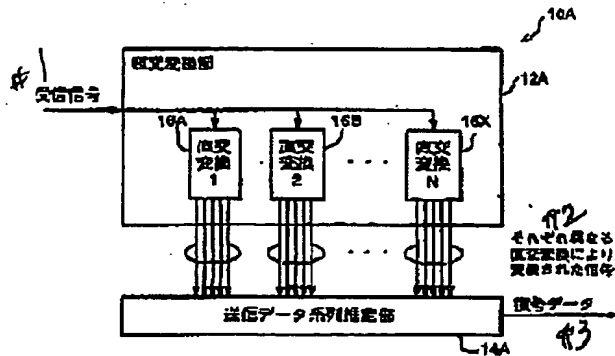
300 MAXIMUM LIKELIHOOD SEQUENCE ESTIMATING PART
400 TRANSMISSION PATH CHARACTERISTIC ESTIMATING PART
#1 RECEIVER
#2 DECODED SEQUENCE
#3 ESTIMATED TRANSMISSION CHARACTERISTIC
#4 RECEIVED SIGNAL

特開平11-252031

(15)

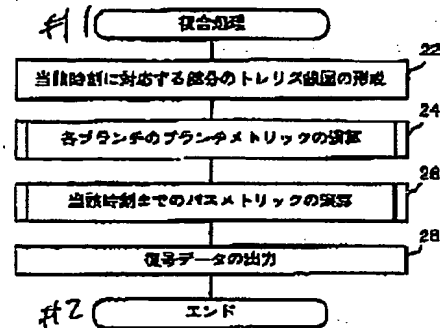
- 10 F1 受信機
 12 F1 直交変換部 (変換手段)
 14 F1 送信データ系列推定部 (系列推定手段)

【図1】

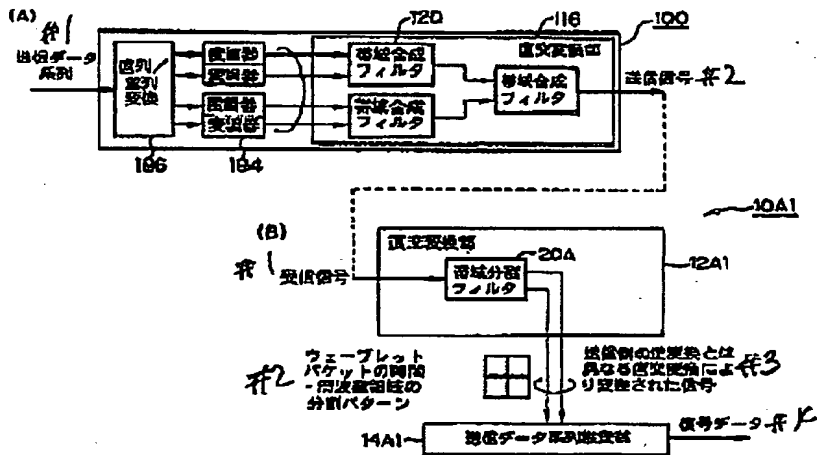


- 400 F1 伝送路推定部 (伝送路推定手段)

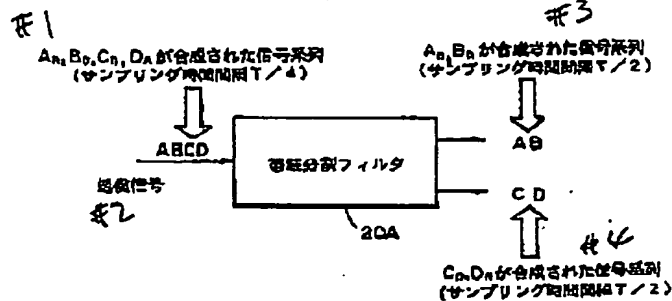
【図11】



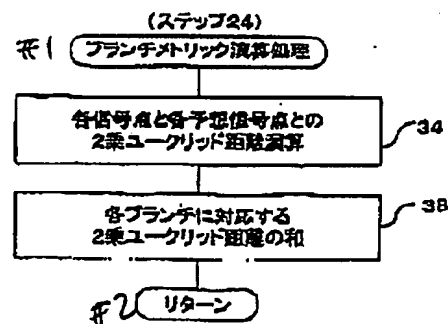
【図2】



【図8】



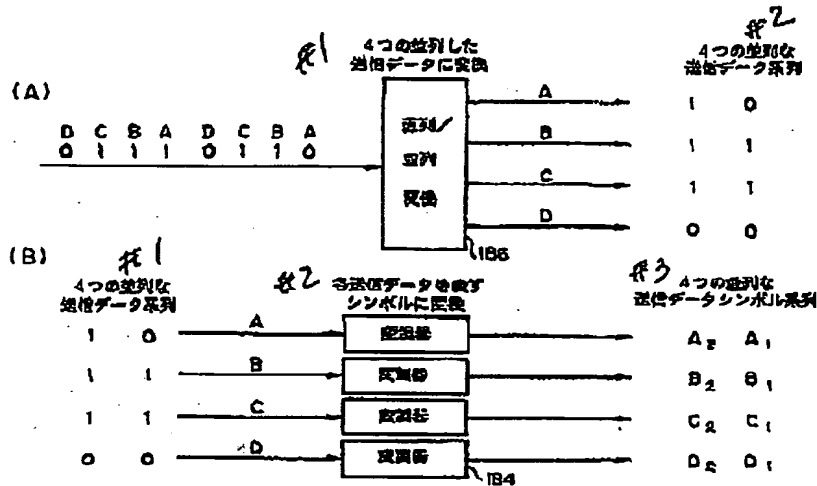
【図15】



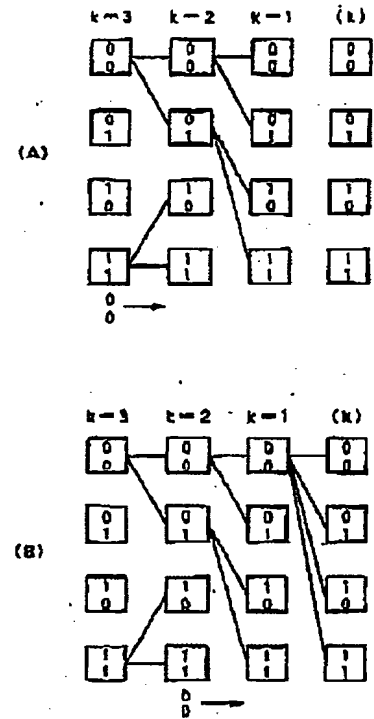
特開平11-252031

(16)

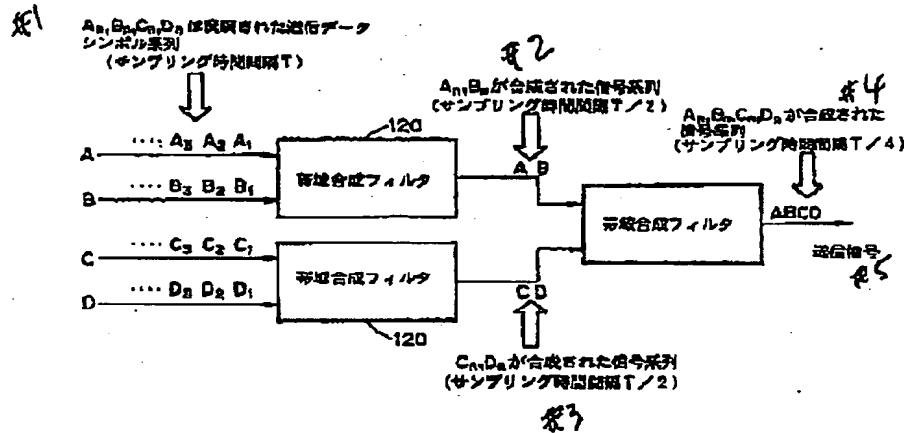
【図3】



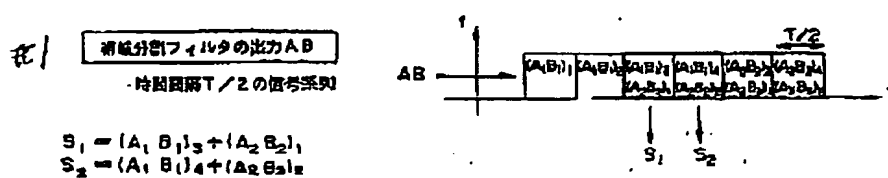
【図19】



【図4】

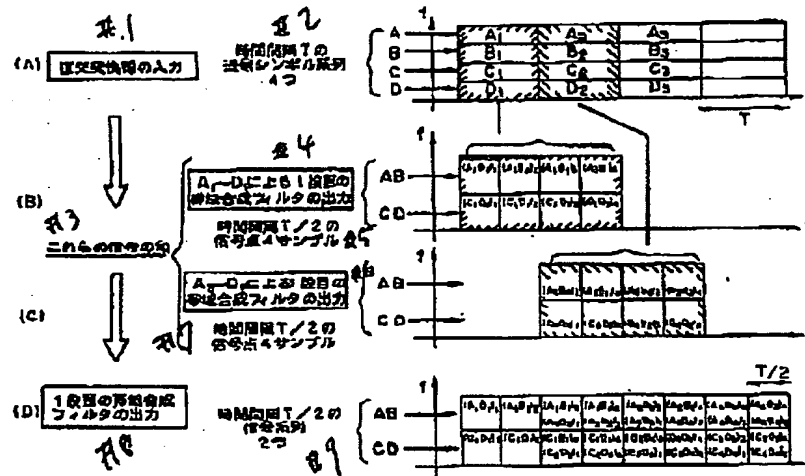


【図12】

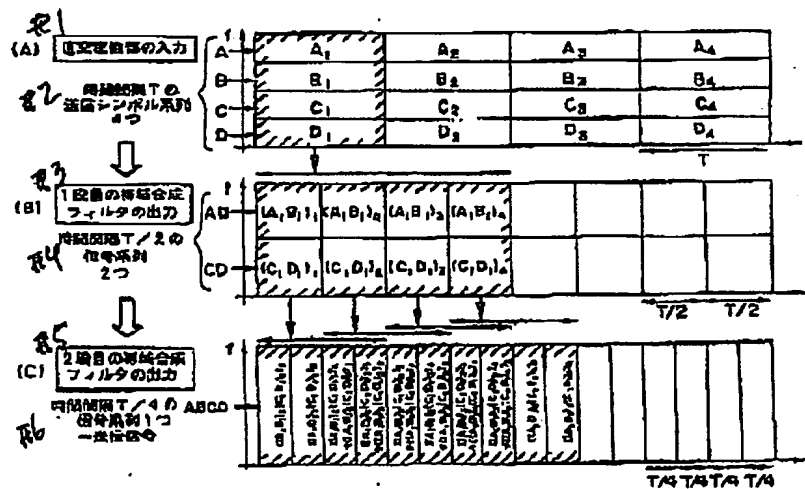


{17}

【图5】



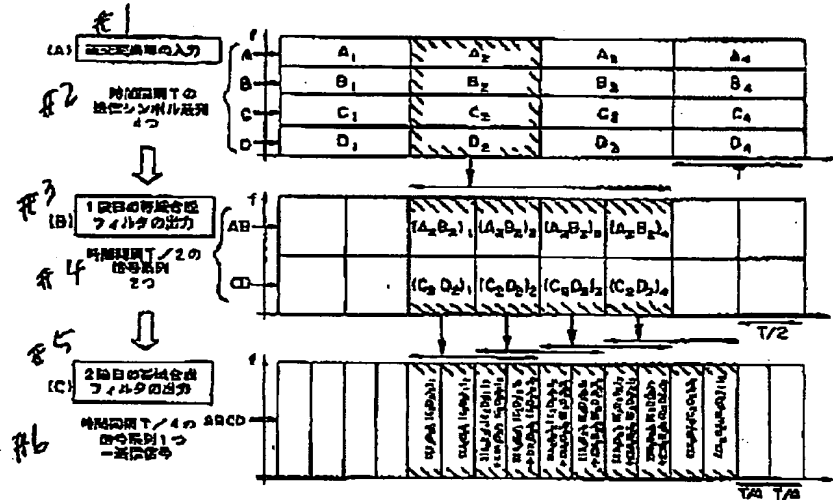
【图 6】



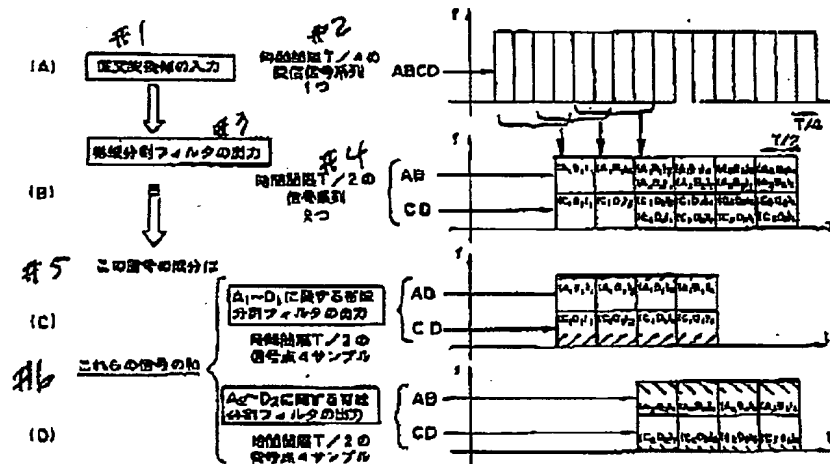
特開平11-252031

(18)

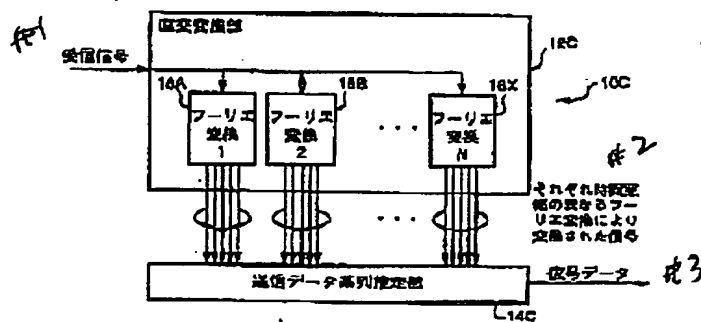
【図7】



【図8】



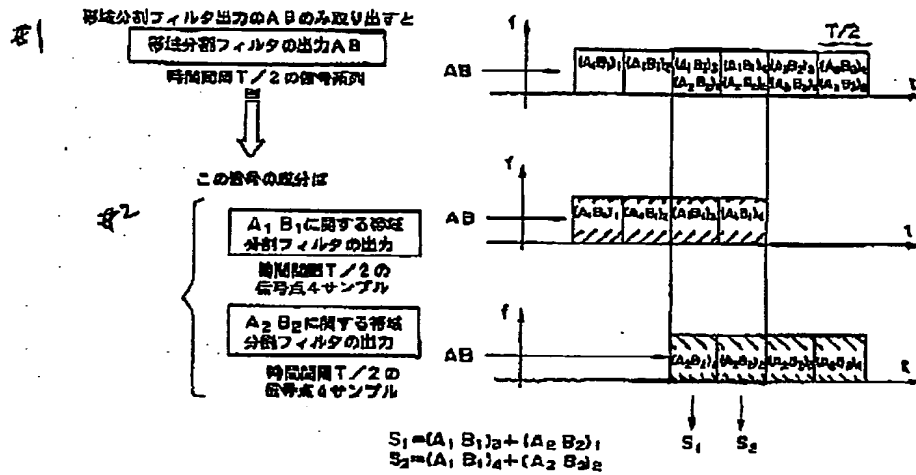
【図27】



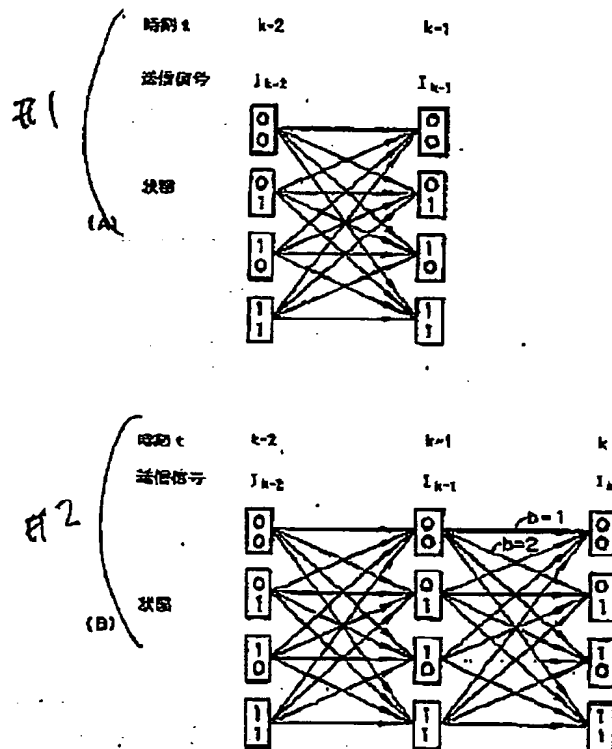
特開平11-252031

(19)

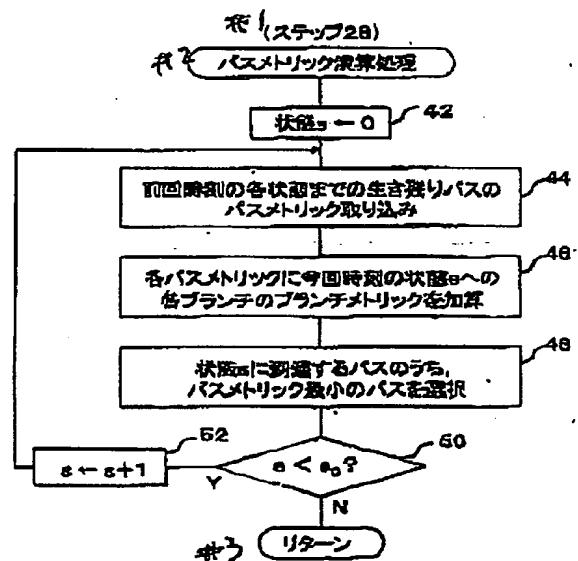
【図10】



【図14】



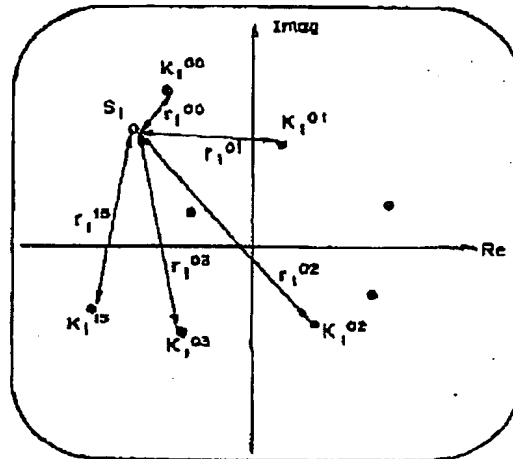
【図17】



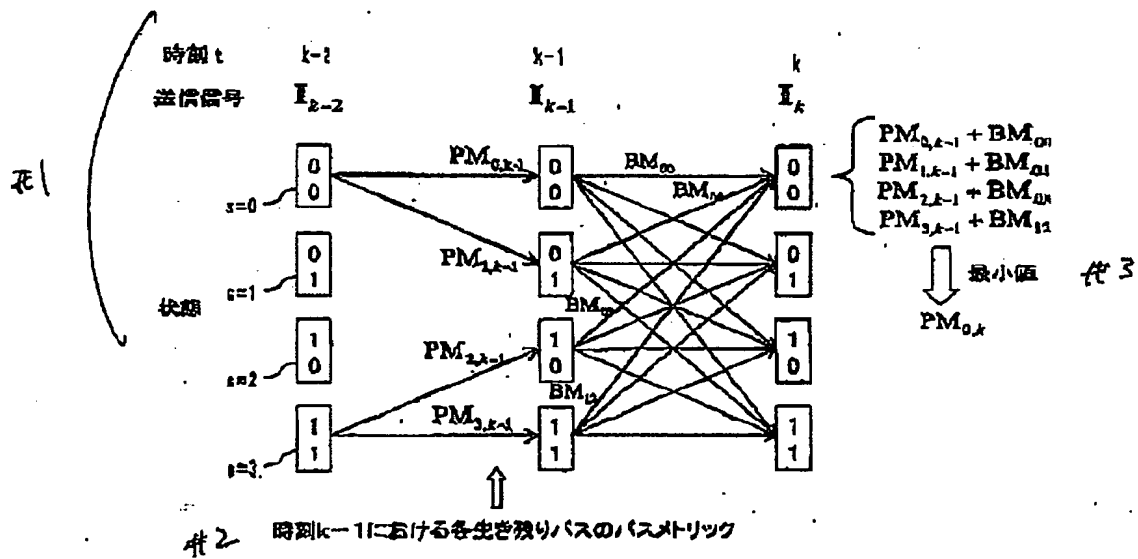
(20)

【図16】

符号 \$S_1\$ について
 $S_1 = (A_1 B_1)_3 + (A_2 B_2)_1$
 $K_{1,00} = (00)_3 + (00)_1$
 $K_{1,01} = (01)_3 + (00)_1$
 $K_{1,02} = (10)_3 + (00)_1$
 $K_{1,10} = (11)_3 + (11)_1$



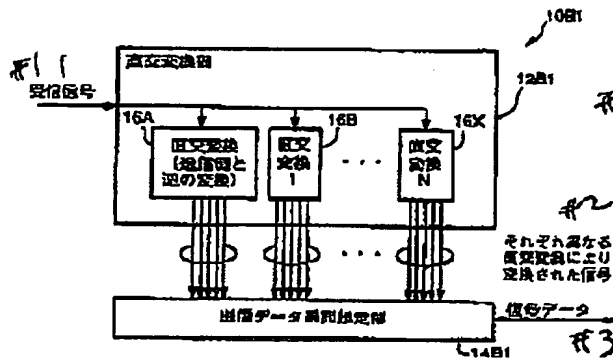
【図18】



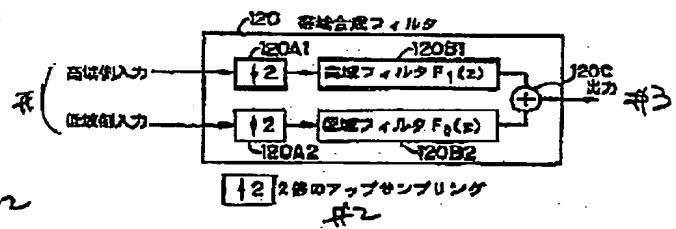
特開平11-252031

(21)

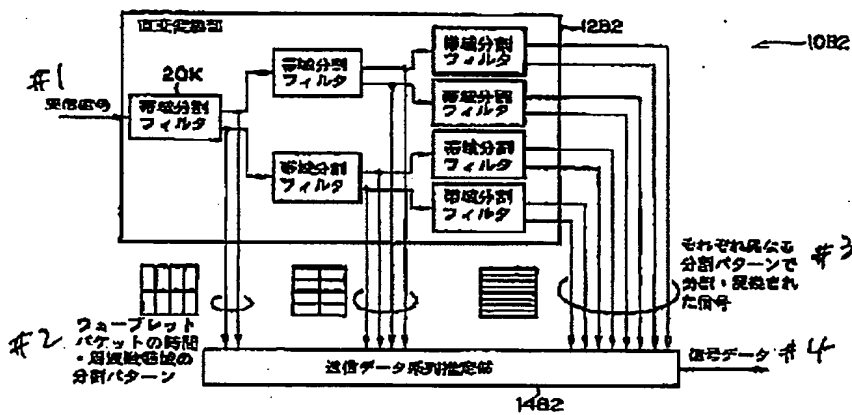
【図20】



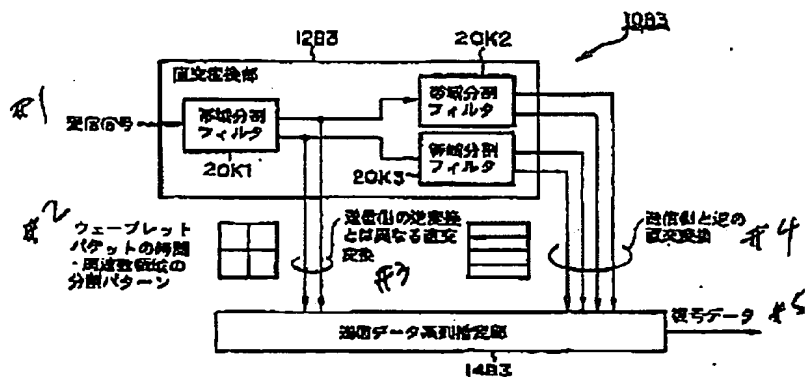
【図40】



【図21】



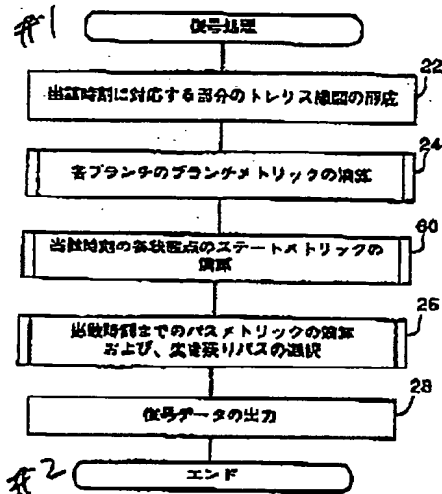
【図22】



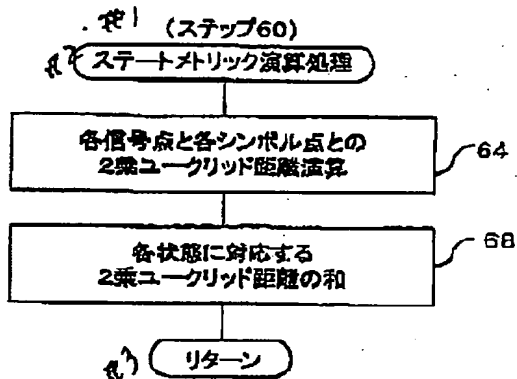
特開平11-252031

(22)

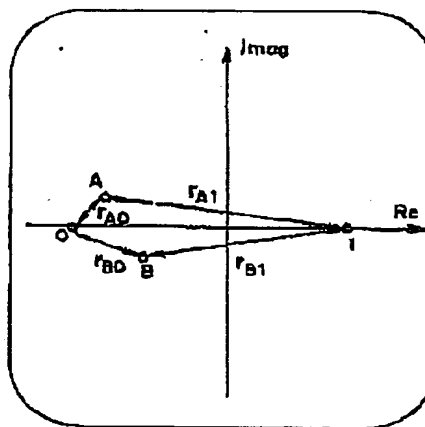
【図23】



【図24】



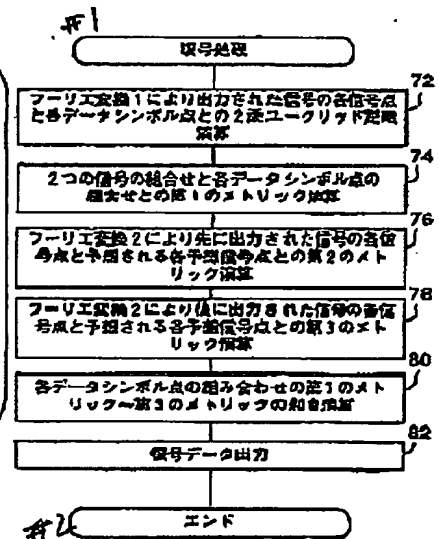
【図25】



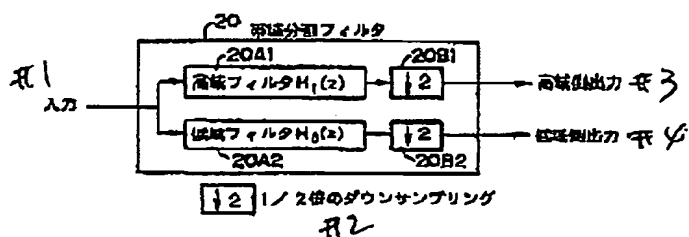
花1

$AB=00$: 距離 r_{A0} , r_{B0} から求める。
 $AB=01$: 距離 r_{A0} , r_{B1} から求める。
 $AB=10$: 距離 r_{A1} , r_{B0} から求める。
 $AB=11$: 距離 r_{A1} , r_{B1} から求める。

【図30】



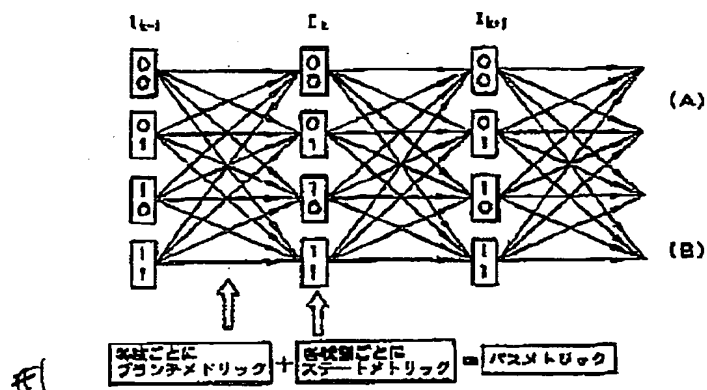
【図41】



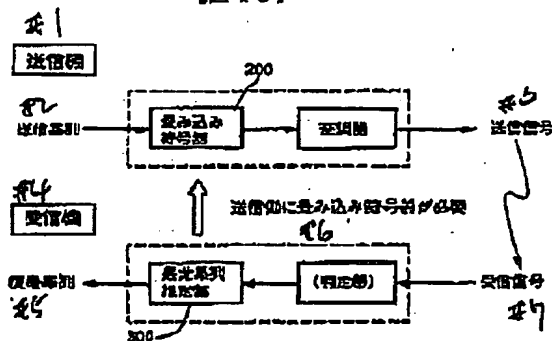
特開平11-252031

(28)

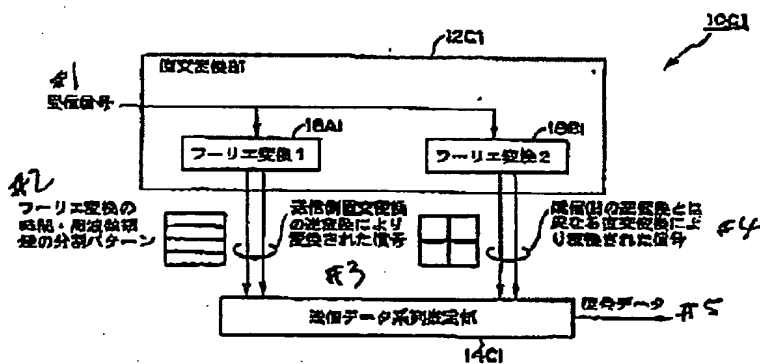
【図26】



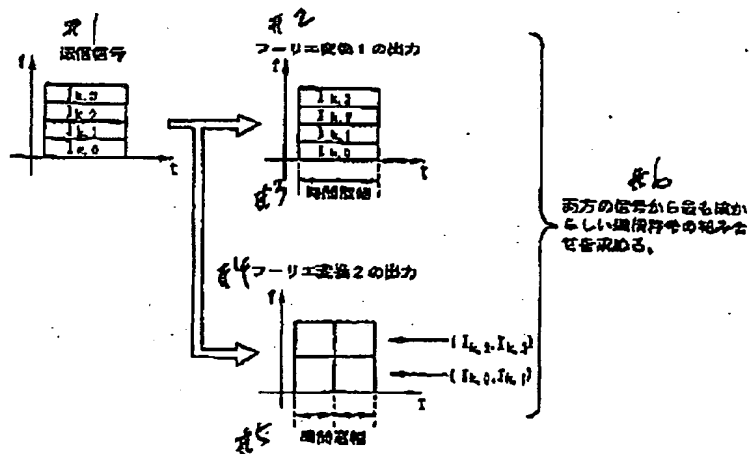
【図43】



【図28】

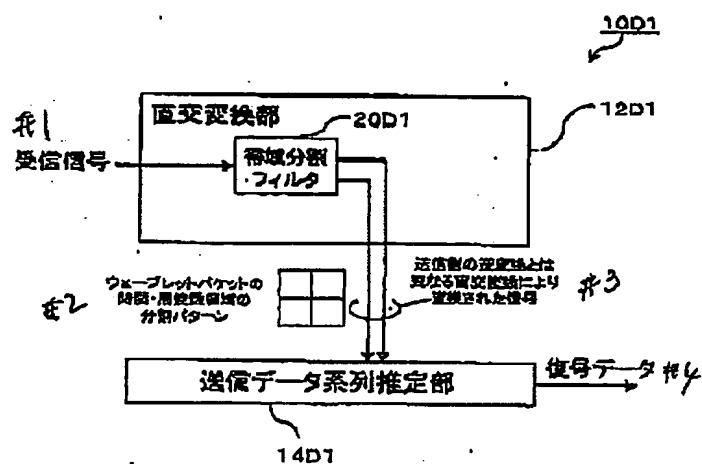


【図29】

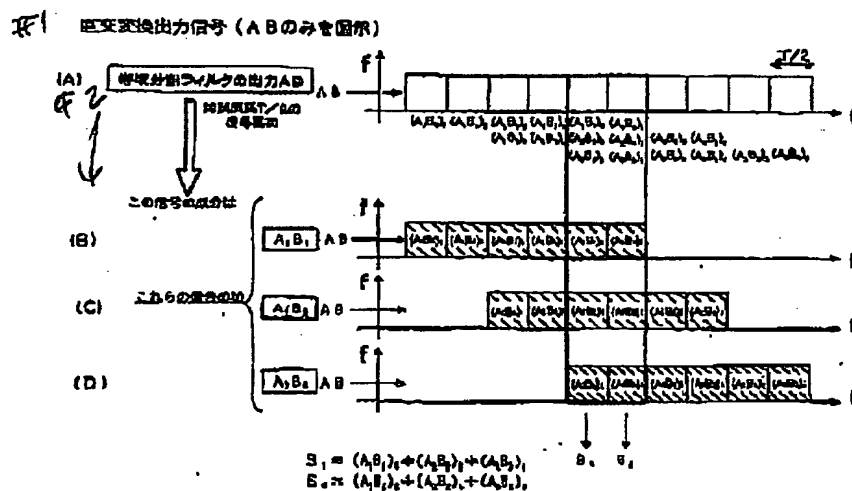


(24)

【圖 9 1】



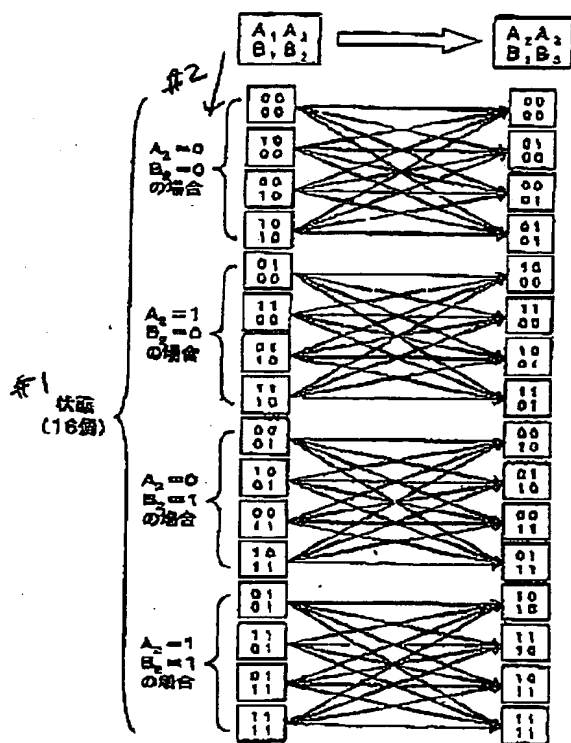
【图 3 2】



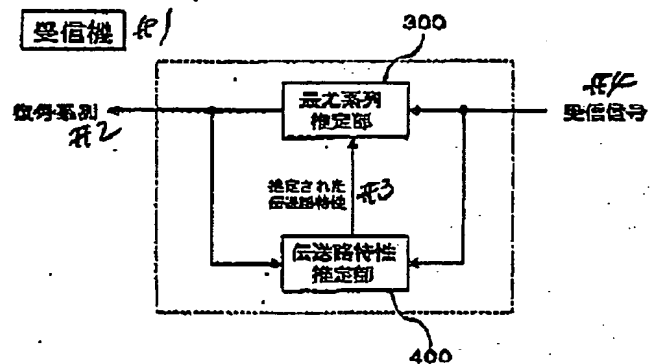
陸路平 11-252031

(25)

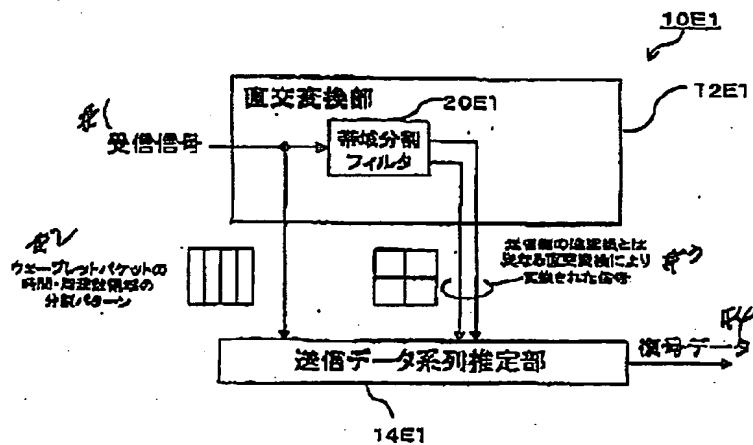
【圖 33】



【圖44】



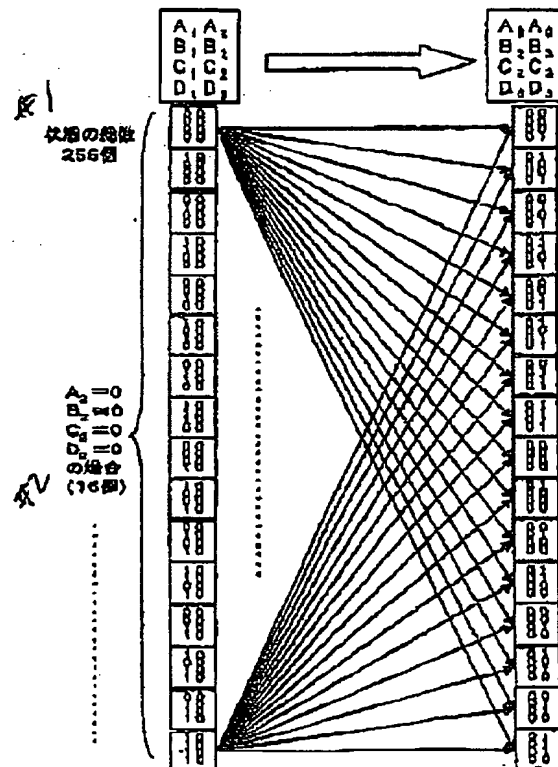
【83 4】



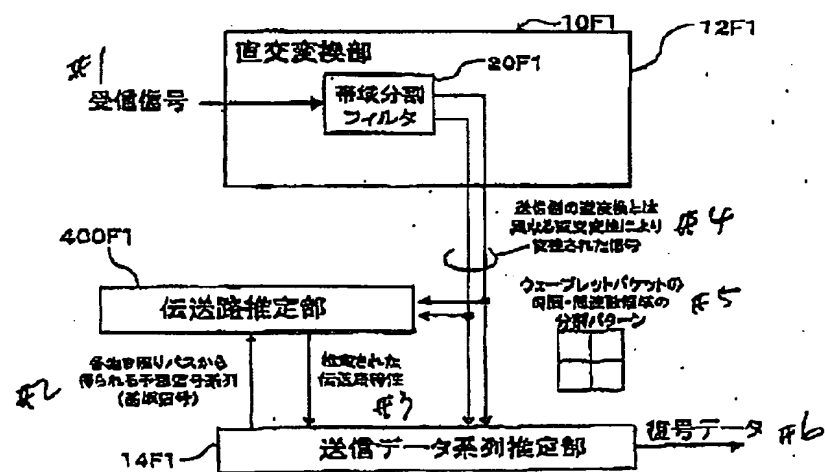
特開平11-262031

(26)

【図35】

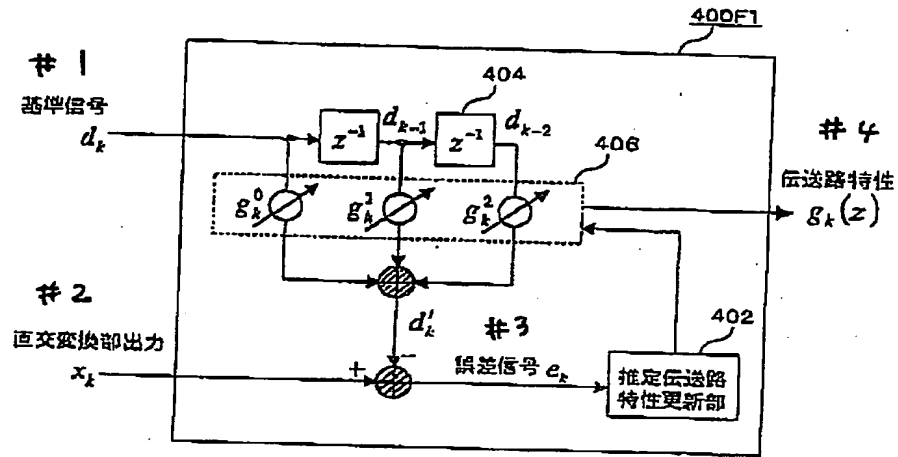


【図36】

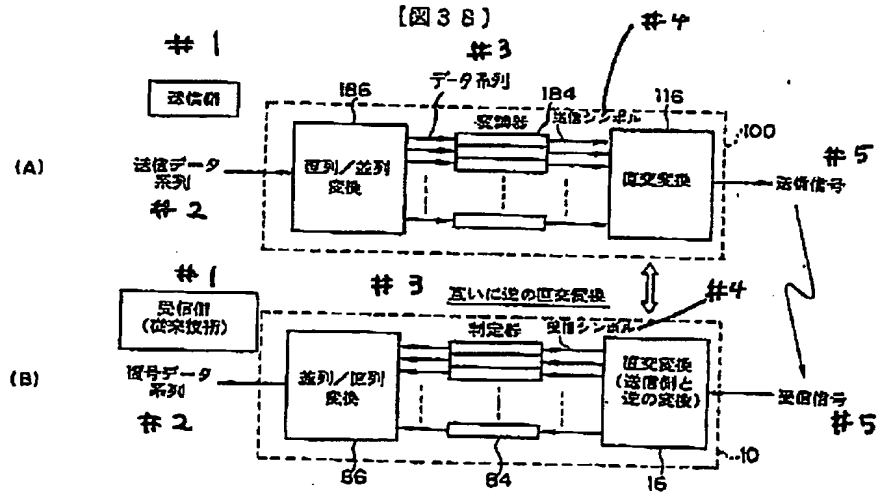


(27)

【圖 37】

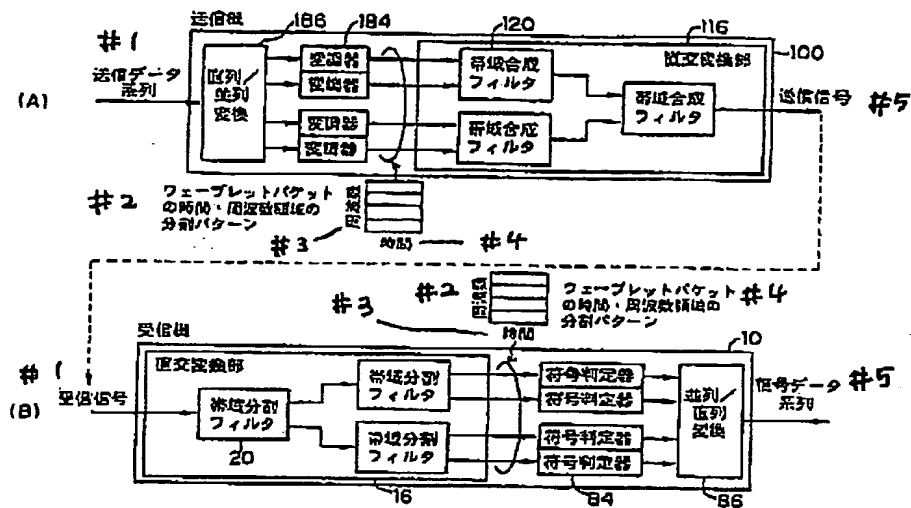


【圖 3 8】



(28)

【図39】



【図42】

